AUREL CÎMPEANU

mașini electrice

SCRISUL ROMÂNESC

MAŞINI ELECTRICE

Coperta : EUSTAȚIU GREGORIAN

AUREL CÎMPEANU

MAŞINI ELECTRICE

SCRISUL ROMÂNESC
Craiova 1977

CUPRINS

PREFAȚĂ

Este un fapt cunoscut că la baza civilizației actuale se găsește forma electromagnetică a energiei. Această formă i-a permis omului ca în decurs de un secol și jumătate să realizeze un salt în dezvoltare nemaiîntîlnit pînă acum. În mare măsură, datorită ei, omul a putut să facă primii pași spre cosmos și, de asemenea, primii pași spre structura intimă a materiei. Nici în viitorul apropiat nu se întrevede înlocuirea formei electromagnetice cu o altă formă a energiei.

În prezent însă, energia electromagnetică este produsă din alte forme de energie aproape în exclusivitate cu instalații în care mașinile electrice formează elemente absolut necesare ale procesului de transformare și, de asemenea, în proporție de peste 35%, este utilizată tot cu mașini electrice.

Cartea de față are ca obiectiv principiile, caracteristicile și regimurile de funcționare ale mașinilor electrice, ceea ce face ca obiectul ei să fie extrem de actual și de mare importanță în producerea, transportul, distribuția și utilizarea energiei electromagnetice.

Autorul, conf. dr. ing. Aurel Cîmpeanu, a reușit să prezinte cunoștințele specifice domeniului astfel încît cititorul, pe de o parte, să înțeleagă în mod clar principiile, elementele constructive de bază și relațiile dintre mărimile caracteristice, iar pe de altă parte, să poată obține o privire de ansamblu asupra mașinilor electrice cu scopul de a le construi și, în special, de a le utiliza în modul cel mai potrivit în procesul de transformare a energiei în conformitate cu necesitățile.

Aceste calități ale cărții au la bază prezentarea cunoștințelor în conformitate cu succesiunea logică a fenomenelor, o cursivitate în expunere deosebită, o trecere, se poate spune, organică de la fenomenele fizice la relații matematice între mărimi, cu caracter de generalizare prin utilizarea vectorului spațio-temporal și a scrierii matriciale, considerarea în mare măsură a tuturor pierderilor care au loc în mașini, cu control cantitativ asupra lor cel puțin din punct de vedere energetic, atît în regimuri staționare cît și tranzitorii pentru care utilizează teoria celor două axe, o utilizare consecventă a sistemului SI de unități și o rezolvare a relațiilor cu precizie și pe calea cea mai scurtă, ceea ce asigură caracterul convingător al lucrării.

Nu există nici o îndoială că această carte își va atinge în mod deplin scopul de a servi atît celor care-și însușesc cunoștințe pentru a deveni specialiști, cît și celor care sînt deja formați și urmăresc utilizarea mașinilor în producerea energiei electromagnetice și utilizarea ei cu instalații cu un grad înalt de automatizare cerut de economia noastră în prezent.

Prof. dr. ing. **Toma Dordea**

1. NOŢIUNI DE BAZĂ

1.1. DEFINIŢII. CLASIFICAREA MAŞINILOR ELECTRICE

Prin maşină electrică se înţelege un ansamblu de corpuri solide, în general mobile relativ, în care se plasează un sistem de înfăşurări cuplate între ele electric, magnetic sau şi electric şi magnetic. Prin intermediul acestui ansamblu, energia electrică trece în energie mecanică şi invers sau în energie electrică de altă formă.

După natura cuplajului se deosebesc : *maşini electrostatice* la care intervine doar cuplajul electric al înfăşurărilor, *maşini electromagnetice* la care cuplajul circuitelor este de natură magnetică, cîmpul magnetic fiind produs de electromagneţi şi *maşini magneto-electrice* caracterizate tot prin cuplajul magnetic al înfăşurărilor, cîmpul magnetic fiind produs prin intermediul magneţilor permanenţi. Importanţă practică prezintă în primul rînd maşinile de tip electromagnetic.

După modul de transformare al energiei se disting *maşini generatoare* care primesc energia sub formă mecanică şi o transmit exteriorului sub formă de energie electromagnetică şi *maşini motoare* la care se inversează sensul de circulaţie al energiei. Maşinile electrice de construcţie normală sînt cu partea mobilă rotitoare. Dacă armăturile feromagnetice ce înglobează înfăşurările cuplate electric şi magnetic sau numai magnetic sînt imobile, se obţine un caz limită de maşină electrică, *transformatorul electric*, prin intermediul căruia se transformă tensiunea şi curentul ce caracterizează energia electromagnetică, la aceeaşi frecvenţă.

După natura curentului ce străbate înfăşurările, maşinile electrice se împart în *maşini de curent alternativ* (sincrone, asincrone cu sau fără colector), monofazate sau polifazate şi *maşini de curent continuu*.

Din punct de vedere constructiv, la maşinile rotative normale se distinge o armătură feromagnetică cilindrică fixă numită *stator* şi o armătură mobilă concentrică numită *rotor*, plasată în interiorul statorului.

Spaţiul de aer dintre armături se numeşte *întrefier* şi se notează cu δ. În stator şi rotor de partea intrefierului sînt plasate o serie de conductoare legate potrivit, numite *înfăşurările maşinii*. În cele ce urmează se notează cu $A(a)$, $X(x)$, respectiv capetele de început şi sfîrşit ale înfăşurărilor.

Pentru a evita producerea unor importante pierderi prin histereză şi curenţi turbionari, părţile feromagnetice în care cîmpul magnetic variază în raport cu timpul, se execută din tole de oţel electrotehnic izolate între ele ; părţile feromagnetice în care cîmpul este constant se fac din tole sau masive (din fontă sau oţel).

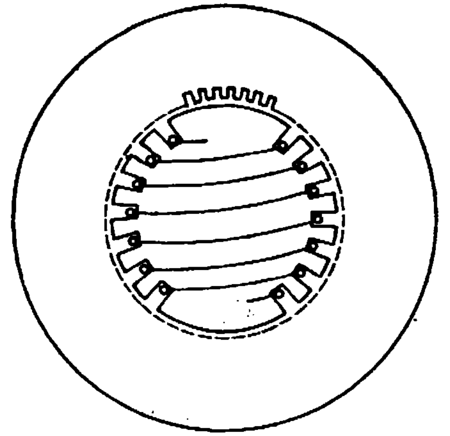


Fig. 1.1. Maşină de tip cu poli plini.

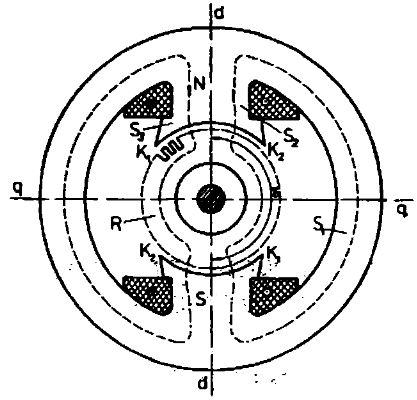


Fig. 1.2. Maşină de tip cu poli aparenţi.

Dacă întrefierul este constant, avem de-a face cu *maşina cu poli plini* sau *înecaţi* (fig. 1.1), dacă pe periferia maşinii întrefierul este variabil, *maşina* este de tip *cu poli aparenţi* (fig. 1.2).

Partea maşinii în care se produce cîmpul de excitaţie (cîmpul inductor) se numeşte *inductorul* iar partea maşinii în care cîmpul magnetic induce tensiuni electrice, *indusul*. Rolul de inductor îl poate juca atît statorul (fig. 1.2) cît şi rotorul.

Cînd înfăşurările maşinii sînt străbătute de curenţi, se stabileşte cîmpul magnetic rezultant al maşinii. Acesta se închide prin miezul feromagnetic stabilind pe periferia maşinii în mod obişnuit consecutiv poli de polarităţi diferite. La curent debitat de maşină nul maşina *funcţionează în gol*, la curent diferit de zero, maşina *funcţionează în sarcină*.

Înfăşurările inductorului pot fi sub formă de bobine plasate pe poli (*înfăşurări concentrate* — fig. 1.2), sau plasate în crestături practicate în miezul feromagnetic (*înfăşurări repartizate* — fig. 1.1). Înfăşurările indusului la maşinile actuale se aşează în crestături ca înfăşurări repartizate (fig. 1.3).

În fig. 1.2 linia întreruptă parcurge circuitul magnetic al unei maşini cu poli aparenţi. Se disting în stator cei doi poli magnetici: polul nord N şi polul sud S, cu înfăşurările concentrate de excitaţie. Prin S_1, S_2, S_3, s-au notat respectiv *jugul statoric*, *corpul polului* şi *talpa polară*; K_1, K_2 sînt *muchiile tălpii polare* şi distanţa dintre ele, *arcul polar* (lăţimea tălpii polare).

Prin R s-a notat rotorul. Pentru a se închide, se observă că liniile de cîmp magnetic străbat de două ori întrefierul.

De obicei, maşinile electrice din motive de optimizare se fac simetrice după două axe. Axa de simetrie ce trece prin mijlocul unui pol se numeşte *axa longitudinală* (axa d); bisectoarea unghiului format de două axe longitudinale consecutive se numeşte *axa transversală* (axa q) sau *neutră*. Distanţa pe periferia indusului între două axe neutre consecutive se notează cu τ şi se numeşte *lungimea pasului polar*. În general, maşina se execută cu $2p$ poli şi dacă se notează cu D diametrul indusului,

$$2p\tau = \pi D \tag{1.1}$$

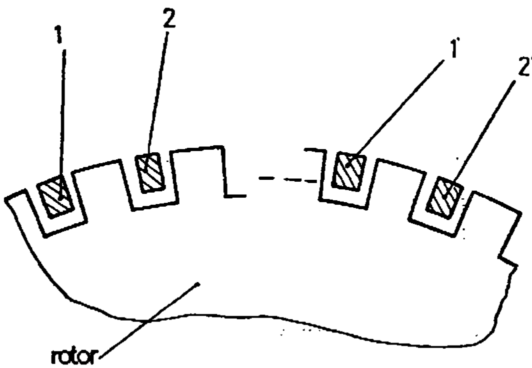


Fig. 1.3. Plasarea înfăşurărilor în crestături.

Maşinile electrice se execută cu *ax vertical* sau cu *ax orizontal*, într-o gamă mare de forme adecvate multiplelor şi variatelor domenii de utilizare, care să permită şi protecţia lor şi a personalului care le deserveşte (maşini deschise, protejate contra stropilor de apă, închise, capsulate etc.), definite în STAS.

1.2. PRINCIPIUL DE FUNCŢIONARE AL MAŞINILOR ELECTRICE. REVERSIBILITATEA MAŞINILOR ELECTRICE

Repartiţia cîmpului magnetic inductor de-a lungul pasului polar τ depinde de construcţia maşinii. La maşinile cu poli aparenţi curba de repartiţie a componentei radiale a inducţiei magnetice pe pasul polar este de formă dreptunghiular-curbilinie (fig. 1.4), la maşinile cu poli plini, de formă trapezoidal-curbilinie. Din motive de optim se urmăreşte asigurarea unei repartiţii cît mai apropiate de o sinusoidă, obţinută fie prin plasarea potrivită a înfăşurării de excitaţie (la maşinile cu poli plini), fie prin variaţia întrefierului sub talpa polară (la maşinile cu poli aparenţi) aşa cum se indică prin linie întreruptă în fig. 1.4.

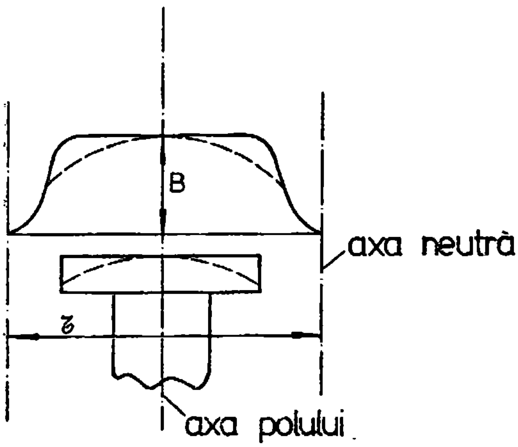


Fig. 1.4. Repartiţia inducţiei magnetice de-a lungul pasului polar.

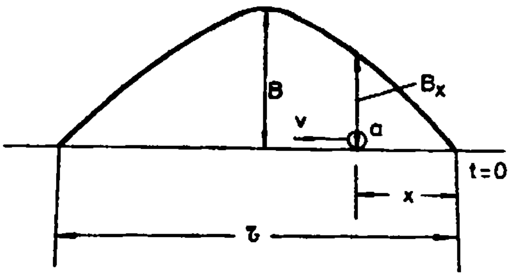


Fig. 1.5. Explicativă la t.e.m. indusă într-un conductor ce se deplasează într-un cîmp magnetic repartizat sinusoidal.

Fie a un conductor de lungime l, la distanța x, ce se deplasează cu viteza v în sensul indicat, față de un cîmp magnetic de amplitudine B repartizat sinusoidal (fig. 1.5).

Tensiunea electromotoare indusă în conductor

$$u_{ec} = B_x \cdot l \cdot v \tag{1.2}$$

în care pentru repartiția sinusoidală considerată, $B_x = B \sin \frac{\pi}{\tau} x$. Alegînd originea timpului $t = 0$ la trecerea conductorului prin punctul de cîmp nul (prin axa q), $x = vt = \pi D n t$ și conform (1.1), $x = 2p\tau n t$.

Înlocuind în (1.2), $u_{ec} = Blv \sin 2\pi p n t$ sau cum viteza unghiulară $\Omega = 2\pi n$,

$$u_{ec} = Blv \sin p\Omega t \tag{1.3}$$

Luînd pe u_{ec} de forma

$$u_{ec} = U_{ec} \sqrt{2} \sin \omega t \tag{1.4}$$

unde ω este pulsația, rezultă

$$\omega = p\Omega \tag{1.5}$$

Distanței x parcursă de conductor în timpul t îi corespunde un unghi la centru geometric, $\alpha_g = \Omega t$; prin analogie unghiul $\alpha_e = \omega t$ ce fixează valoarea tensiunii induse se numește *unghi electric*. Avem evident

$$\alpha_e = p\alpha_g \tag{1.6}$$

Cum unghiul geometric dintre două axe d, q, consecutive este $\frac{1}{2} \frac{2\pi}{2p}$, rezultă conform (1.6) că unghiul lor electric este $\frac{\pi}{2}$, se zice că axele sînt în cuadratură electrică.

Dacă se înlocuiește în (1.5), $\omega = 2\pi f$ și $\Omega = 2\pi n$, rezultă

$$f = pn \tag{1.7}$$

relație de bază ce leagă *frecvența tensiunii induse* de numărul de poli și turația mașinii.

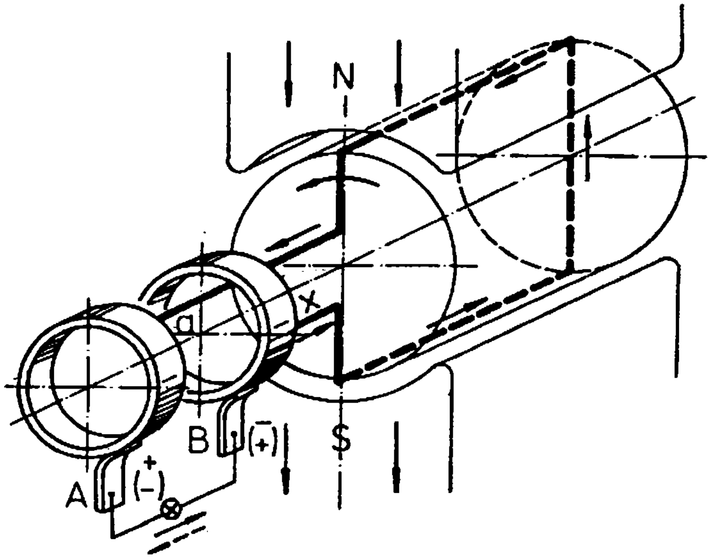


Fig. 1.6. Generatorul monofazat.

Înseriind conductorul *a* cu un alt conductor *b*, plasat la distanţa τ de pasul polar, astfel încît să formeze o spiră, prin parcurgerea lor în sensuri contrare, t.e.m. la bornele spirei apare dublă faţă de tensiunea indusă într-un conductor (t.e.m. induse în cele două conductoare sînt egale şi de semn contrar iar sensurile de parcurgere ale conductoarelor sînt opuse).

Dacă una sau mai multe spire înseriate suprapuse se aşează pe un rotor ce se învîrteşte într-un cîmp magnetic constant şi se leagă electric capetele *a*, *x* ale înfăşurării la două inele colectoare pe care calcă un sistem de perii (fig. 1.6), se obţine la perii o t.e.m. alternativă. Conectînd la inele un consumator maşina debitează un curent alternativ, funcţionînd în *regim de generator* sau *alternator monofazat*. Dacă viteza de rotaţie este constantă, curba de variaţie în raport cu timpul a tensiunii electromotoare induse repetă (rel. 1.2) repartiţia spaţială a componentei radiale a inducţiei magnetice din întrefier; dacă această repartiţie este sinusoidală, t.e.m. indusă variază sinusoidal în raport cu timpul.

Dacă pe o pereche de poli se plasează *m* înfăşurări egale, decalate cu unghiul la centrul $\frac{2\pi}{mp}$, rezultă *m* t.e.m. induse defazate între ele cu $\frac{2\pi}{m}$ rad. el. Se obţine astfel o maşină *m* fazată. De regulă cele *m* înfăşurări se leagă în conexiune stea sau poligon. La conexiunea stea capetele de sfîrşit se leagă împreună constituind punctul de „nul" al înfăşurării, la conexiunea poligon capătul de sfîrşit al unei înfăşurări se uneşte cu capătul de început al următoarei. Capetele de început ale înfăşurărilor se leagă cu exteriorul tot prin intermediul inelelor şi periilor. În mod obişnuit se iau $m = 3$ înfăşurări indicate simplificat în fig. 1.7, *a* şi *maşinile* se numesc *trifazate*. Prin săgeţi s-au indicat axele înfăşurărilor. Tensiunile trifazice sînt defazate între ele simetric.

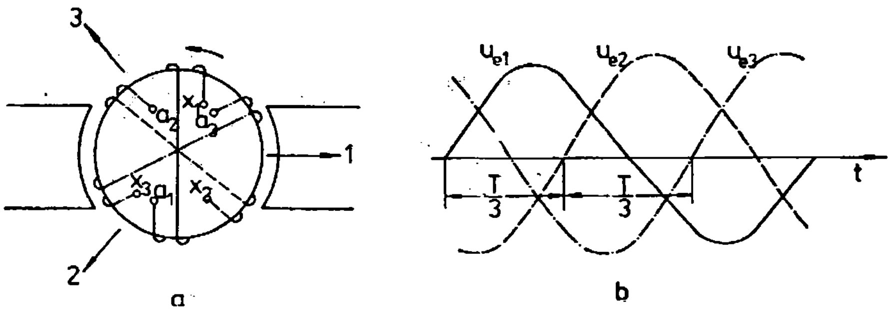


Fig. 1.7. Generatorul trifazat.
a — înfăşurările indusului ; *b* — tensiunile induse.

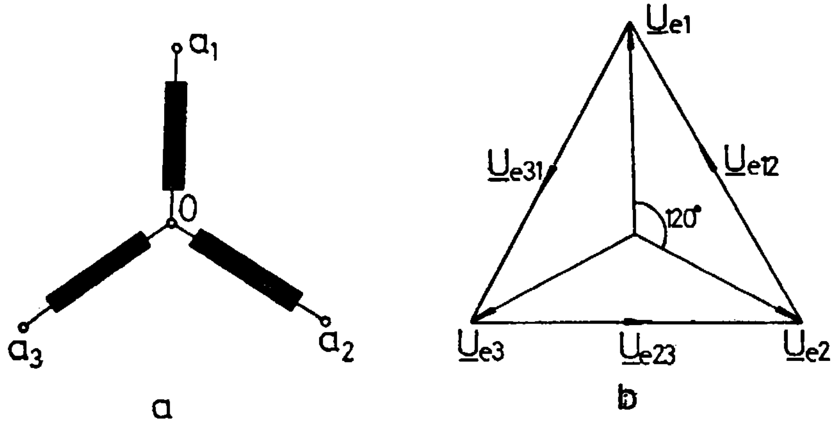


Fig. 1.8. *a* — conectarea fazelor în stea ; *b* — diagrama fazorială a t.e.m.

În fig. 1.7, *b* se indică curbele de variaţie în raport cu timpul ale t.e.m. induse u_{e_1}, u_{e_2}, u_{e_3} în înfăşurări, la o repartiţie sinusoidală a cîmpului magnetic pe pasul polar. Înfăşurarea trifazată se realizează atît în conexiune stea ca în fig. 1.8, *a* cît şi în conexiune triunghi ca în fig. 1.9, *a*. Cînd tensiunile variază sinusoidal în timp se pot reprezenta în complex. În fig. 1.8, *b* şi 1.9, *b* sînt indicate tensiunile de fază şi de linie pentru conexiunile stea şi triunghi ; se vede că între tensiunile de linie U_l şi de fază U_f există relaţiile $U_l = \sqrt{3} U_f$ la conexiunea stea şi $U_l = U_f$ la conexiunea triunghi. La conectarea unui consumator, maşina debitează un curent alternativ trifazic (*m* — fazic) funcţionînd ca generator de curent alternativ trifazat (*m* — fazat).

Dacă capetele *a*, *x* ale înfăşurării din fig. 1.6 se leagă la două lamele pe care calcă două perii aşezate astfel ca în fig. 1.10, t.e.m. culeasă la aceste perii va fi de forma din fig. 1.11, *a* (s-a considerat repartiţia cîmpului inductor ca în fig. 1.4). Într-adevăr, la peria *A* vine întotdeauna conductorul plasat sub acelaşi pol, deci în care t.e.m. indusă are în permanenţă acelaşi sens. La o înfăşurare formată din mai multe grupuri de spire (bobine), înseriate prin lamele şi

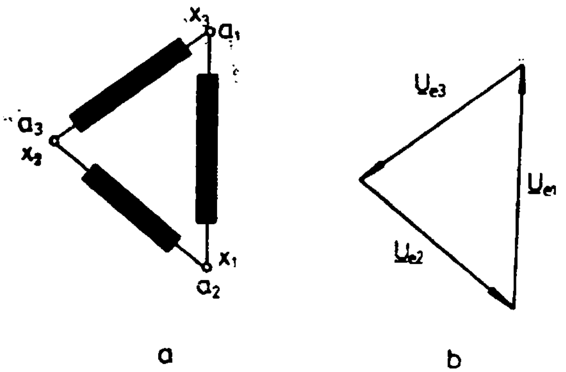


Fig. 1.9. *a* — conectarea fazelor în triunghi; *b* — diagrama fazorială a t.e.m.

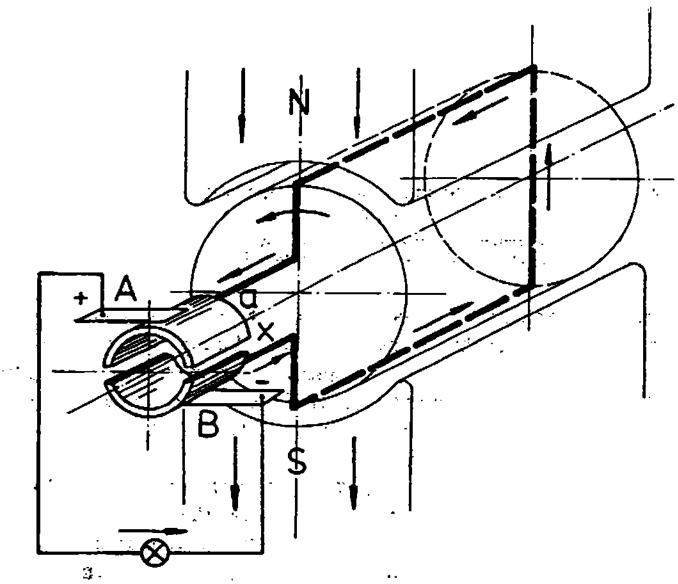


Fig. 1.10. Generatorul de curent continuu.

dispuse pe întreaga periferie a maşinii, pulsaţiile tensiunii culese la perii se reduc sensibil, obţinîndu-se astfel o tensiune practic continuă (fig. 1.11, *b*). Ansamblul lamelelor constituie *colectorul* ce joacă rol de redresor mecanic. La conectarea periilor pe un consumator, maşina funcţionează în regim de *generator de curent continuu*.

Cuplul ce se dezvoltă la funcţionarea în regim de generator a maşinilor electrice, determinat de interacţiunea dintre cîmpul inductor şi curentul indusului este de frînare, opus cuplului de rotaţie aplicat la arborele maşinii. La funcţionarea în regim de generator, puterea mecanică primită la arbore se transformă prin intermediul cîmpului electromagnetic al maşinii, în putere electrică ce se transmite consumatorului conectat la bornele înfăşurării indusului.

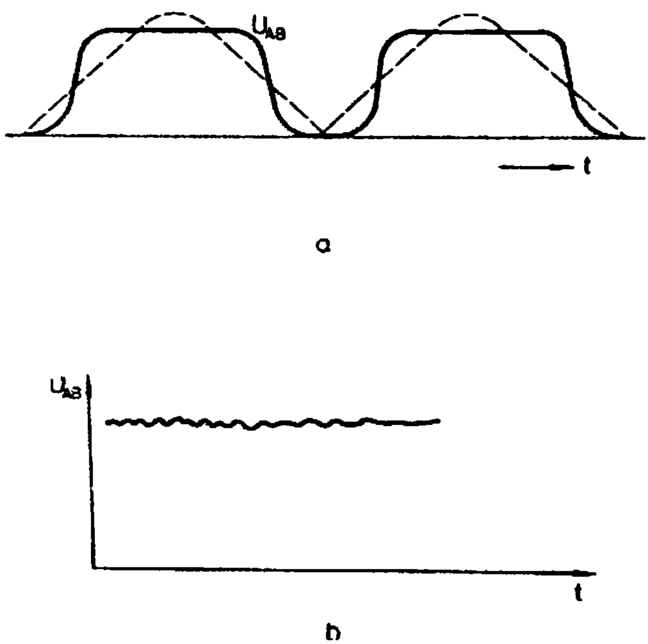


Fig. 1.11. Tensiunea obținută la periile generatorului de curent continuu.

a — cu o înfășurare a indusului, ca în fig. 1.10 ; b — cu o înfășurare a indusului, ca la mașinile actuale.

Dacă înfășurarea indusului se conectează la o rețea absorbind un curent electric, din interacțiunea dintre curentul din indus și cîmpul inductor se stabilește un cuplu ce determină rotația mașinii. Puterea electrică primită de la rețea se transformă în putere mecanică în baza căreia mașina este capabilă să antreneze în mișcare mașini unelte, instalații complexe etc. Acesta este regimul de *motor electric* al mașinii.

Toate mașinile electrice verifică *principiul reversibilității,* potrivit căruia pot funcționa atît în regim de motor cît și de generator.

Transformatorul electric este un *modificator static* al puterii electrice caracterizată prin anumite valori ale tensiunii și curentului, tot în putere electrică la alte valori ale tensiunii și curentului, sub aceeași frecvență.

1.3. CÎMPURILE MAGNETICE ALE MAȘINILOR ELECTRICE GENERALITĂȚI

În studiul mașinilor electrice se neglijează cîmpurile magnetice produse prin intermediul variației în raport cu timpul a cîmpurilor electrice și ecuațiile ce exprimă legea circuitului magnetic în formă integrală și diferențială devin

$$\oint_{\Gamma} \overline{H} \cdot \overline{dl} = \vartheta_{\Gamma} \text{ ; rot } \overline{H} = \overline{J}$$

în care solenaţia $\vartheta_\Gamma = \int_\Sigma \overline{JdA}$ este integrala de suprafaţă a densităţii J a curentului de conducţie ce străbate o suprafaţă deschisă Σ ce se sprijină pe curba închisă Γ.

După cum o înfăşurare este străbătută de curent continuu sau curent alternativ, se obţine un *cîmp magnetic constant* sau *alternativ*, fix faţă de înfăşurare, de o repartiţie oarecare a componentei radiale a inducţiei magnetice pe pasul polar (în § 2.3. se indică modul de determinare al cîmpului magnetic în funcţie de datele înfăşurării şi configuraţia circuitului magnetic).

Alimentînd în curent continuu prin intermediul inelelor o înfăşurare plasată într-un rotor ce roteşte, se obţine un *cîmp magnetic învîrtitor* pe cale mecanică.

Dacă o înfăşurare m fazată oarecare este străbătută de un sistem de curenţi alternativi, se obţine de asemenea un cîmp magnetic învîrtitor, *pe cale electrică* de amplitudine şi viteză în general variabile. Se presupune pentru simplificare că circuitul magnetic este nesaturat şi repartiţia pe pasul polar a cîmpurilor magnetice create de înfăşurările de fază, parcurse de curenţi variabili oricum în timp, este sinusoidală (dacă repartiţia este nesinusoidală, se ia în consideraţie doar armonica fundamentală obţinută prin descompunere în serie Fourier). Se consideră ca origine a distanţelor măsurate pe periferia maşinii, punctul în care inducţia magnetică produsă de înfăşurarea 1 trece prin zero. În acest caz se poate scrie pentru inducţia $B_1(x, t)$ a fazei 1 într-un punct x al periferiei maşinii, la un moment dat, în cazul general al variaţiei oricum în raport cu timpul a curentului, $B_1(x, t) = B_1(t) \sin \frac{\pi}{\tau} x$, iar pentru inducţia magnetică produsă de faza λ în acelaşi punct, $B_\lambda(x, t) = B_\lambda(t) \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x - \varphi_\lambda\right)$

φ_λ — unghiul electric măsurat în radiani între axele înfăşurărilor 1 şi λ; $B_1(t)$, $B_\lambda(t)$ — mărimi variabile oricum cu timpul în cazul general.

Însumînd contribuţiile tuturor fazelor în punctul x, se obţine cîmpul magnetic al unei înfăşurări polifazate

$$B(x, t) = \sum_{\lambda=1}^{m} B_\lambda(x, t) = B(t) \sin\left[\frac{\pi}{\tau} x - \varphi(t)\right] \tag{1.8}$$

Ecuaţia (1.8) reprezintă o undă învîrtitoare de repartiţie sinusoidală, a cîmpului magnetic; amplitudinea şi viteza unghiulară sînt mărimi variabile oricum în timp.

Cazuri particulare 1. Un cîmp magnetic învîrtitor pe cale electrică repartizat sinusoidal, de amplitudine şi viteză constante, se obţine doar în cazul regimului sinusoidal simetric şi al înfăşurărilor dispuse simetric pe periferia maşinii. Într-adevăr, dacă se consideră pentru $B_1(t)$, $B_\lambda(t)$ etc., variaţii sinusoidale în timp de formă $B_1(t) = B_1 \sin \omega t$, $B_\lambda(t) = B_1 \sin\left[\omega t - (\lambda - 1)\frac{2\pi}{m}\right], \ldots$ şi dacă $\varphi_\lambda = (\lambda - 1)\frac{2\pi}{m}$ (din condiţia dispunerii simetrice), se obţine

$$B(x, t) = \sum_{\lambda=1}^{m} B_\lambda(x, t) = B \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x - \omega t\right), \tag{1.9}$$

o undă învîrtitoare de amplitudine $B = \frac{m}{2} \cdot B_1$ şi viteză $v = \frac{\omega\tau}{\pi}$, constante. Un astfel de cîmp magnetic se numeşte *cîmp învîrtitor circular.*

2. Dacă inducţiile $B_\lambda(x, t)$ variază sinusoidal în timp şi pe pasul polar dar înfăşurările nu sînt dispuse simetric pe periferia maşinii, sau ceea ce este acelaşi lucru, la o maşină simetrică nu sînt alimentate toate fazele, rezultă însumînd ca mai sus

$$B(x, t) = B' \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x + \varphi'\right) + B'' \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x + \varphi''\right) \quad (1.10)$$

Cîmpul magnetic rezultant este dat de suprapunerea a două cîmpuri magnetice circulare de amplitudini diferite, ce rotesc în sensuri opuse cu aceeaşi viteză şi se numeşte *cîmp învîrtitor eliptic*. φ', φ'', sînt unghiuri electrice ce fixează poziţia cîmpurilor circulare la $t = 0$. Amplitudinea variabilă B a cîmpului eliptic roteşte în sensul componentei circulare mai mari cu o viteză variabilă ce respectă legea ariilor a lui Keppler.

Observînd că relaţia (1.10) se mai poate scrie

$$B(x, t) = B' \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x + \varphi'\right) + B' \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x + \varphi''\right) + B''' \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x + \varphi''\right) = 2B' \sin\left(\omega t + \frac{\varphi' + \varphi''}{2}\right) \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x + \frac{\varphi'' - \varphi'}{2}\right) + B''' \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x + \varphi''\right) \quad (1.11)$$

rezultă că un cîmp învîrtitor eliptic este, de asemenea, echivalent cu două cîmpuri, unul circular şi altul alternativ.

3. Un cîmp magnetic alternativ variabil sinusoidal în timp şi repartizat sinusoidal în spaţiu produs de o înfăşurare monofazată, este echivalent cu două cîmpuri magnetice circulare de amplitudine jumătate din amplitudinea cîmpului alternativ, ce rotesc în sensuri opuse cu viteze egale şi reciproc.

Într-adevăr cîmpul alternativ al fazei λ este

$$B_\lambda(x, t) = B \sin\left(\omega t - (\lambda - 1)\frac{2\pi}{m}\right) \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x - (\lambda - 1)\frac{2\pi}{m}\right)$$

sau, ceea ce este acelaşi lucru,

$$B_\lambda(x, t) = \frac{B}{2} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) - \frac{B}{2} \cos\left[\omega t + \frac{\pi}{\tau} x - 2(\lambda - 1)\frac{2\pi}{m}\right] \quad (1.12)$$

S-au obţinut două unde învîrtitoare circulare de aceeaşi amplitudine $\frac{B}{2}$, una *directă* ce roteşte în sensul valorilor crescătoare ale lui x şi una *inversă* ce roteşte în sens opus cu aceeaşi viteză.

Curba de repartiţie a cîmpului magnetic de-a lungul pasului polar la funcţionarea în sarcină, este condiţionată de geometria maşinii, de modul de dispunere al tuturor înfăşurărilor (atît ale inductorului cît şi indusului), precum şi de modul de variaţie în raport cu timpul al curenţilor. În general nu se poate asigura o repartiţie spaţială riguros sinusoidală a cîmpului magnetic şi nici curenţii nu variază riguros sinusoidal în timp. Apare ca urmare, o dublă infi-

nitate de armonici, de spaţiu şi de timp şi analiza comportării maşinii se face considerînd separat efectul armonicilor. La urmărirea proceselor de bază din maşini se au în vedere în primul rînd armonicile fundamentale de timp şi spaţiu.

1.4. MATERIALE UTILIZATE ÎN CONSTRUCŢIA MAŞINILOR ELECTRICE

Miezurile feromagnetice se execută din *materiale magnetice moi*, fontă sau oţel masiv şi în cazul cîmpurilor magnetice variabile în timp, pentru reducerea pierderilor prin histerezis şi curenţi turbionari, din *tole de oţel electrotehnic* aliat cu siliciu. La transformatoare în ultimul timp se utilizează larg *tole laminate la rece* cu proprietăţi superioare în direcţia laminării *tolelor laminate la cald*. În construcţia maşinilor electrice rotative se utilizează tole laminate la rece şi la cald.

Materialul conductoarelor *înfăşurărilor* este *cuprul electrolitic* sau *aluminiul*. În principal înfăşurările se realizează din cupru, aluminiul este utilizat mai ales la transformatoare şi la înfăşurările în scurtcircuit ale rotoarelor maşinilor de inducţie.

Materialele electroizolante prezintă deosebită importanţă în construcţia maşinilor electrice. Ele sînt utilizate la izolarea relativă şi faţă de miezul magnetic a conductoarelor înfăşurărilor, la izolarea tolelor etc.

Pentru a nu se degrada, nu trebuie depăşită o temperatură maxim admisibilă a materialelor electroizolante care din acest punct de vedere se împart în *clase de izolaţie*.

2. ELEMENTE GENERALE ALE MAŞINILOR ELECTRICE

2.1. TEORIA ÎNFĂŞURĂRILOR MAŞINILOR ELECTRICE

Repartiţia cîmpului magnetic pe pasul polar într-o maşină electrică, este în general de o formă alternativă oarecare, dependentă de configuraţia circuitului magnetic şi de solenaţia rezultantă a circuitelor (înfăşurărilor) plasate pe armăturile feromagnetice ale statorului şi rotorului, astfel încît fluxul fiecărui pol practic să fie acelaşi (fig. 2.1).

La analiza proceselor de bază din maşinile electrice prezintă interes în primul rînd armonica fundamentală de timp şi spaţiu aşa încît în teoria generală a înfăşurărilor, se va considera o repartiţie sinusoidală a cîmpului magnetic pe pasul polar (curba reprezentată întrerupt în fig. 2.1).

Înfăşurările maşinilor electrice după modul de execuţie sînt de două tipuri :

— *înfăşurări concentrate,* formate din spire înfăşurate pe o casetă izolantă şi utilizate ca înfăşurări de excitaţie la maşinile cu poli aparenţi (în fig. 2.2 este dată schema desfăşurată a unei armături inductoare cu poli aparenţi pe care sînt plasate bobine concentrate) ;

— *înfăşurări repartizate,* formate din conductoare (fig. 1.3) plasate în crestături. Ele pot fi înfăşurări de excitaţie sau înfăşurările indusului, după cum prin intermediul lor se produce cîmpul magnetic inductor al maşinii sau la bornele lor se culeg tensiuni induse.

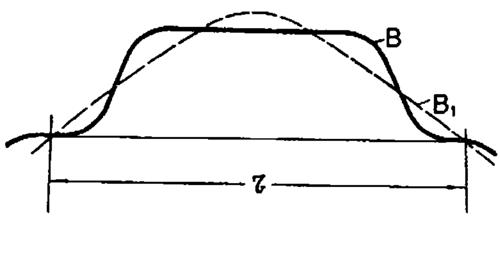


Fig. 2.1. Repartiţia inducţiei magnetice pe pasul polar.

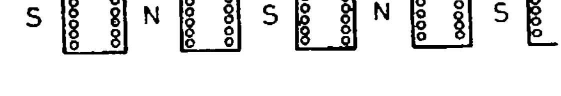


Fig. 2.2. Înfăşurări concentrate.

2.1.1. STEAUA TENSIUNILOR ELECTROMOTOARE

În stabilirea modului de realizare a înfăşurărilor utilizate la indusurile maşinilor cu colector şi la maşinile de curent alternativ, se pleacă de la steaua t.e.m.

Maşinile electrice din motive de optim se realizează simetrice şi crestăturile sînt repartizate uniform pe periferia inductorului sau indusului. În fig. 2.3, *a* este reprezentată o tolă de indus cu crestături deschise iar în fig. 2.3, *b* sînt indicate forme uzuale de crestături (*a*, *b* — deschise ; *c*, *d* — semiînchise ; *e* — închisă).

La deplasarea crestăturilor în raport cu un cîmp magnetic presupus repartizat sinusoidal, tensiunile electromotoare induse în conductoare vor varia sinusoidal în timp şi vor fi defazate între ele cu acelaşi unghi electric

$$\alpha = p\frac{2\pi}{N_c} \tag{2.1}$$

unde p este numărul de perechi de poli ai maşinii şi N_c numărul total de crestături de pe periferia armăturii feromagnetice.

La reprezentarea în planul complex, fazorii t.e.m. induse în conductoare formează o stea cu N_c raze numită *steaua tensiunilor electromotoare.* În dreptul fiecărei raze se scrie numărul crestăturii reprezentate.

Pe periferia maşinii pot exista conductoare plasate în aceleaşi condiţii de cîmp magnetic, deci în ele să se inducă tensiuni sinfazice. Fie crestăturile 1 şi $r+1$, în conductoarele cărora apar tensiuni induse sinfazice. Desigur, între aceste crestături trebuie să existe un număr întreg de poli p' şi, de asemenea, grupul celor r crestături să se cuprindă de un număr întreg de ori în N_c, maşina fiind simetrică. Numărul t de raze suprapuse în steaua t.e.m. este dat deci de relaţia

$$t = \frac{p}{p'} = \frac{N_c}{r}$$

Cum p' şi r sînt prime între ele, rezultă că t se determină ca cel mai mare divizor comun între N_c şi p.

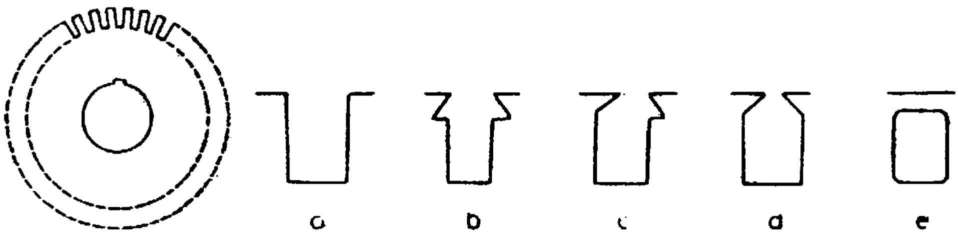


Fig. 2.3. *a* — tolă de maşină electrică cu crestături uniform repartizate ; *b* — tipuri uzuale de crestături.

Steaua t.e.m. are în general $\frac{N_c}{t}$ raze distincte; unghiul dintre două raze consecutive este

$$\alpha' = \frac{2\pi}{\frac{N_c}{t}} = \frac{2\pi t}{N_c}. \tag{2.2}$$

Între defazajul α dintre două raze corespunzătoare la două crestături consecutive şi α' există relaţia

$$\alpha = \frac{p}{t}\alpha' \tag{2.3}$$

Rezultă de aici că numerotarea razelor în steaua t.e.m. nu urmează întotdeauna ordinea crestăturilor. În fig. 2.4 $\alpha \neq \alpha'$, între razele corespunzătoare crestăturilor consecutive 1, 2 pot să se interpună razele corespunzătoare altor crestături.

2.1.2. ÎNFĂŞURĂRILE INDUSURILOR MAŞINILOR CU COLECTOR

La baza construcţiei înfăşurărilor pentru maşinile cu colector (numite şi *înfăşurări de curent continuu*) stă *bobina*, formată din una sau mai multe spire suprapuse şi plasată obişnuit în crestătură în două straturi (fig. 2.5). Latura din stratul superior se numeşte *latură de dus*, latura din stratul inferior *latură de întors*. Porţiunile din spire ce unesc laturile active se numesc *părţi frontale*. Distanţa y_1 dintre latura de dus şi cea de întors se numeşte *deschiderea bobinei* şi se măsoară de regulă în număr de crestături. Dacă $y_1 = \tau$, bobina este cu *pas diametral*, dacă $y_1 < \tau$ sau $y_1 < \tau$, bobina este respectiv cu *pas scurtat* şi *pas lungit*. Întrucît ambele laturi ale bobinei sînt introduse în crestături plasate la periferia indusului către întrefier, în ele se induc t.e.m.; tensiunea electromotoare indusă în spiră este maximă, dacă laturile active sînt plasate la o distanţă de un pas polar τ, cînd şi fluxul ce înlănţuie spira este maxim.

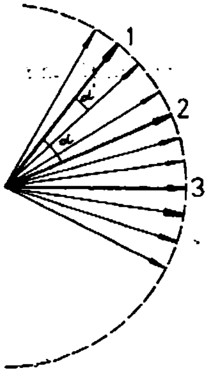


Fig. 2.4. Steaua t.e.m.

În fig. 2.6 este reprezentată crestătura indusului unei maşini de curent continuu; conductoarele izolate relativ şi faţă de miez ca în figură sînt fixate rigid în crestătură cu o pană izolantă. În figură s-a notat: 1 — pană izolantă; 2 — conductoare; 3 — izolaţia spirei; 4, 5 — izolaţia bobinei; 6 — izolaţia crestăturii; 7 — strat de izolaţie.

Numărul maxim de bobine ce se poate plasa în două straturi în crestături este egal cu numărul N_c de crestături.

Realizarea înfăşurării se obţine legînd capătul de sfîrşit x al unei bobine cu capătul de început a al următoarei bobine, şi aşa mai departe pînă ce se utilizează

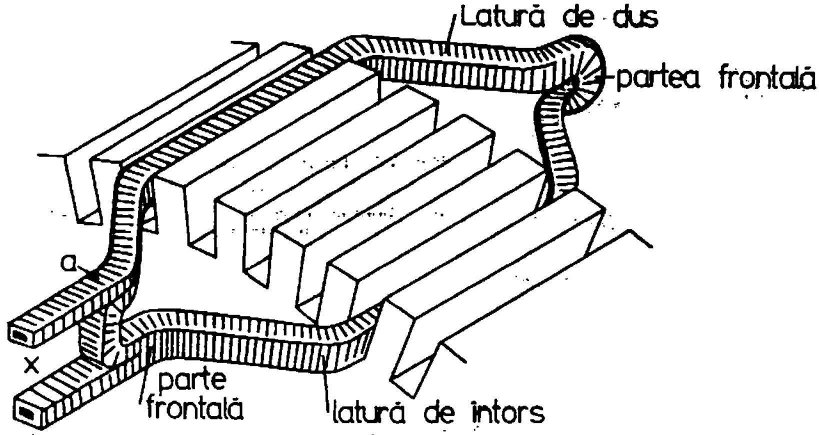


Fig. 2.5. Bobină plasată în crestături.

toate bobinele. Punctele comune se leagă la cîte o lamelă de colector astfel încît numărul K al lamelelor de colector este egal cu numărul bobinelor plasate în crstături. Dacă într-o crestătură (fig. 2.7, *a*) sînt doar o latură de dus a unei bobine şi o latură de întors a unei alte bobine, numărul de crestături trebuie să fie egal cu numătul lamelelor de colector ($N_c = K$). Dacă într-o crestătură sînt u grupuri de laturi de bobine ca şi cum u crestături (zise *elementare*) s-ar fi grupat în una singură, rezultă relaţia $K = N_c u$. În fig. 2.7, *b* este arătată crestătura unui bobinaj în două straturi cu $u = 3$. Cînd bobinele au toate aceeaşi deschidere, înfăşurarea este *cu bobine egale*, cînd au deschideri

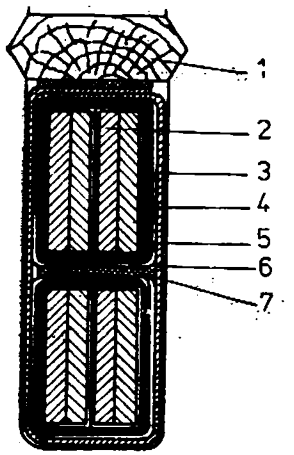


Fig. 2.6. Crestătura indusului unei maşini de curent continuu.

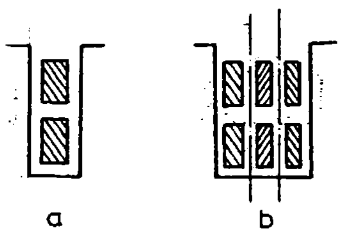


Fig. 2.7. Crestătură unui bobinaj în două straturi ;
a — cu o latură de dus şi o latură de întors ; *b* — cu $u=3$.

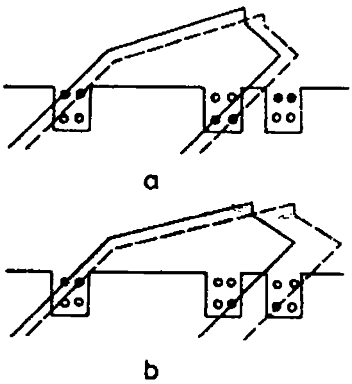


Fig. 2.8. Poziția laturilor de bobină în crestătură ;
a — bobinaj obișnuit cu $u=2$; b — bobinaj în trepte cu $u=2$.

diferite, înfășurarea este *în trepte*. În fig. 2.8 se indică poziția laturilor de bobină în crestături la $u = 2$ pentru un bobinaj obișnuit și în trepte. Bobinajul în trepte prezintă unele avantaje din punct de vedere electric dar complică construcția mașinii.

Dacă la realizarea înfășurării se înseriază bobine de sub aceeași pereche de poli, capetele a, x, ale bobinelor rezultă apropiate, formează o buclă și înfășurarea se numește *înfășurare buclată* (sau *înfășurare paralel*) ; la înserierea bobinelor cu laturi plasate sub perechi de poli diferiți, capetele a, x, sînt îndepărtate, formează o undă și *înfășurarea* se numește *ondulată* (sau *înfășurare serie*).

La înfășurările de curent continuu se pun în evidență pașii înfășurărilor y, y_1, y_2, așa cum rezultă din fig. 2.9, *a* și fig. 2.9, *b* pentru o înfășurare de tip buclat respectiv ondulat. *Deschiderea bobinei* y_1 sau *pasul de dus* reprezintă distanța dintre latura de dus și de întors a bobinei ; de regulă $y_1 \leqslant \tau$. Distanța dintre laturile de dus a două bobine consecutive înseriate este *pasul înfășurării* y, iar distanța dintre latura de întors și latura de dus a bobinei următoare este *pasul de întors* y_2. Pentru realizarea unei înfășurări trebuie să se cunoască N_c, K, p, u, y_1, y_2, y.

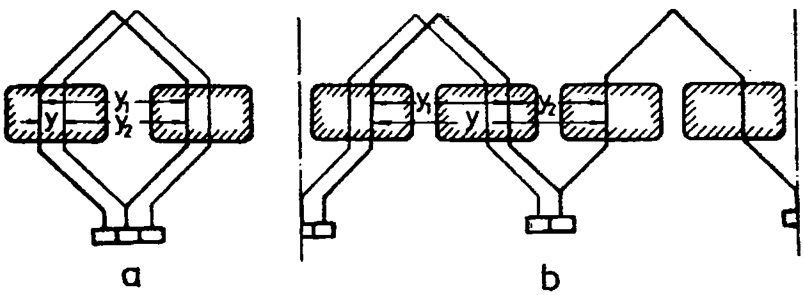


Fig. 2.9. Tipul de înfășurări
a — înfășurare buclată ; b — înfășurare ondulată.

2.1.2.1. ÎNFĂŞURĂRI BUCLATE

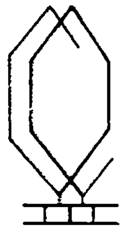


Fig. 2.10. Înfăşurare încrucişată.

Se înseriază bobine de forma celor din fig. 2.9, *a*. Între paşii înfăşurării există relaţia

$$y = y_1 - y_2 \tag{2.4}$$

Pentru $y > 0$ înfăşurarea înaintează spre dreapta şi se numeşte *neîncrucişată*, pentru $y < 0$ înfăşurarea înaintează spre stînga (fig. 2.10) şi se numeşte *încrucişată* ; dacă $y = 1$ înfăşurarea se numeşte *buclată simplă*, dacă $y = m$ se obţine o înfăşurare *buclată multiplă*. Deschiderea bobinei y_1 măsurată în număr de lamele de colector

$$y_1 = \frac{K}{2p} \pm \varepsilon ; \tag{2.5}$$

dacă $\varepsilon = 0$ avem înfăşurare diametrală.

2.1.2.1.1. INFĂŞURĂRI BUCLATE SIMPLE

Particularităţile înfăşurării buclate simple pot fi mai uşor urmărite pe un exemplu. Fie de construit o înfăşurare buclată simplă, diametrală, pentru următoarele date $N_c = K = 16$, $p = 2$; avem în lamele de colector $y = 1$, $y_1 = \frac{K}{2p} = 4$, $y_1 = 3$. Modul de legare consecutiv al bobinelor de sub aceeaşi pereche de poli, este indicat în fig. 2.11 unde se reprezintă schema radială a înfăşurării. Pentru a obţine schema înfăşurării din fig. 2.12, se presupune indusul secţionat după generatoare şi desfăşurat în plan. Laturile de dus s-au reprezentat cu linii continue, iar cele de întors (din stratul inferior), cu linii întrerupte. Pentru realizarea bobinei 1, se uneşte latura de dus din stratul superior al crestăturii 1, cu latura de întors din stratul inferior al crestăturii 5 ; capetele bobinei se

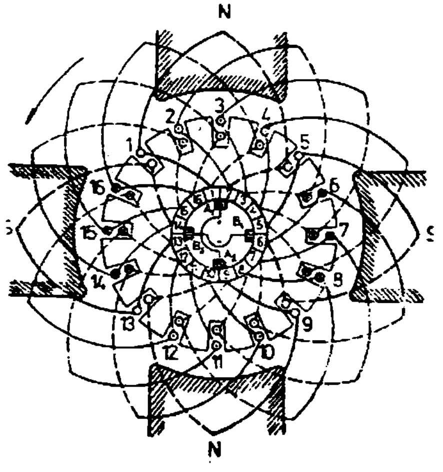


Fig. 2.11. Înfăşurare buclată simplă.

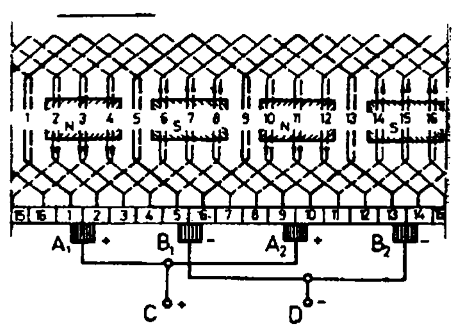


Fig. 2.12. Schema înfăşurării buclate din fig. 2.11.

conectează la lamelele 1 şi 2 ale colectorului. Prin lamela 2 se face legătura cu latura de dus a bobinei 2, se execută bobina 2 ce se leagă prin latura de întors la lamela 3 ş.a.m.d., pînă ce se utilizează toate bobinele astfel încît latura de întors a ultimei bobine se leagă la lamela 1 şi înfăşurarea se închide. Pentru a obţine o reprezentare simetrică în plan a înfăşurării, este de dorit ca trecerea dintr-un strat în altul să se facă cam la 1/2 din distanţa dintre laturile de dus şi de întors ce se înseriază deci la $y_1/2$ respectiv $y_2/2$.

La deplasarea indusului în cîmpul magnetic, în conductoarele înfăşurării se induc t.e.m. Dacă sistemul de referinţă se consideră solidar cu statorul, se obţin doar t.e.m. induse prin rotaţie. La considerarea, aşa cum s-a convenit, doar a armonicii fundamentale de spaţiu a cîmpului inductor, t.e.m. induse în conductoare variază sinusoidal în timp şi pot fi reprezentate în planul complex formînd steaua t.e.m. Crestăturile sînt repartizate simetric astfel că se obţine (fig. 2.13) o stea simetrică cu $N_c = 16$ raze ; cel mai mare divizor comun între N_c şi p este $t = 2$ şi în consecinţă sînt $\frac{N_c}{t} = 8$ raze distincte. Cum $p = t$ rezultă $\alpha = \alpha' = \frac{2 \cdot 2\pi}{16} = \frac{\pi}{4}$ radiani electrici şi ordinea de numerotare a razelor este ordinea crestăturilor.

În cele ce urmează notarea bobinelor se face după numărul de ordine al laturii de dus. Tensiunea electromotoare indusă în bobina 1 este dată de diferenţa t.e.m. 1, 1′, induse în cele două laturi parcurse în sensuri opuse. Cum latura 1′, de întors este plasată în crestătura 5, la pas diametral, t.e.m 1 şi 1′ sînt în opoziţie, t.e.m. rezultantă a bobinei 1 ia valoarea maximă cît suma lor aritmetică şi poate fi reprezentată printr-un fazor notat cu 1 la mijlocul lui, sinfazic cu fazorul 1 din steaua t.e.m. La altă scară deci steaua t.e.m. induse în conductoarele din crestături reprezintă şi t.e.m., induse în bobine. (Pentru $y_1 < \tau$, fazorii, 1, 1′ nu mai sînt în opoziţie, t.e.m. rezultantă se reduce ca amplitudine şi se modifică şi ca fază (fig. 2.14), corespunzător, stelele t.e.m.

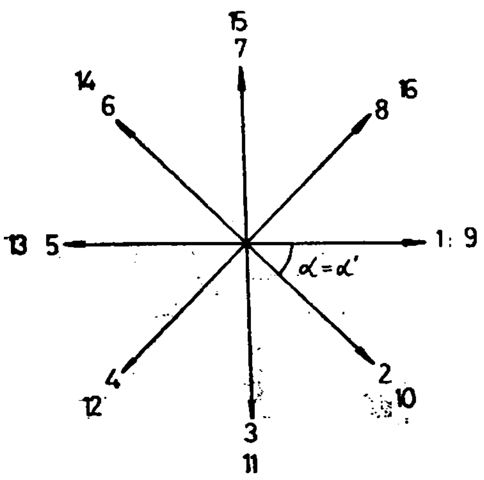


Fig. 2.13. Steaua t.e.m. pentru înfăşurarea din fig. 2.11.

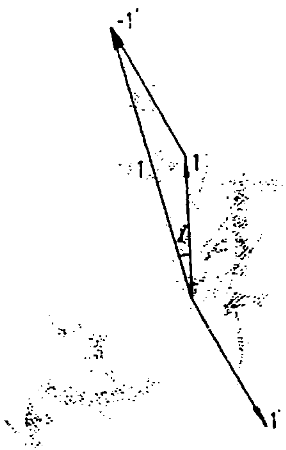


Fig. 2.14. T.e.m. indusă într-o bobină pentru $y_1 \neq \tau$.

induse în conductoare şi bobine, apar rotite relativ; aceeaşi concluzie pentru $y_1 > \tau$).

Pentru plasarea judicioasă a periilor pe colector se stabileşte t.e.m. ce se poate obţine cu înfăşurarea construită conform fig. 2.12. Pentru aceasta se însumează fazorial t.e.m. induse în bobinele consecutive 1, 2 etc., obţinîndu-se o configuraţie simetrică (fig. 2.15) numită *poligonul t.e.m.* Se observă că se ocoleşte de două ori centrul deci se obţin două poligoane suprapuse. (În general, unghiul la centru descris la înserierea celor N_c bobine este $\alpha N_c = p \frac{2\pi}{N_c} N_c = p2\pi$ şi centrul se ocoleşte de p ori. Poligonul obţinut la înconjurarea centrului o singură dată se numeşte *poligon elementar*. La înfăşurarea buclată simplă se obţin p poligoane elementare suprapuse sau distincte, în funcţie de datele înfăşurării).

Fie axa de timp AT, axa pe care proiecţiile fazorilor determină valorile momentane ale tensiunilor. În fig. 2.15, *a* axa de timp este perpendiculară pe fazorii 1, 5, 9, 13, întrucît aşa cum sînt plasate bobinele corespunzătoare, t.e.m. induse sînt nule, laturile de bobine fiind exact în axa neutră a maşinii. Periile se plasează astfel ca la colector să se obţină o tensiune maximă. Se consideră lăţimea periei egală cu a unei lamele. Aşezînd perechile de perii (A_1, B_2), (A_2, B_2) ca în fig. 2.12, astfel încît să calce pe lamelele de colector la care se leagă laturile de bobine plasate în zona neutră, se obţine t.e.m. rezultantă maximă posibilă de mărime cît segmentul *mn*. În orice altă poziţie s-ar fi plasat periile, tensiunea dintre ele ar fi fost de valoare mai mică (în fig. 2.15, *a* s-a reprezentat cu linie întreruptă cazul plasării periilor pe lamelele 3, 7 şi 11, 15, cu tensiunea obţinută dată de segmentul pq). La rotirea

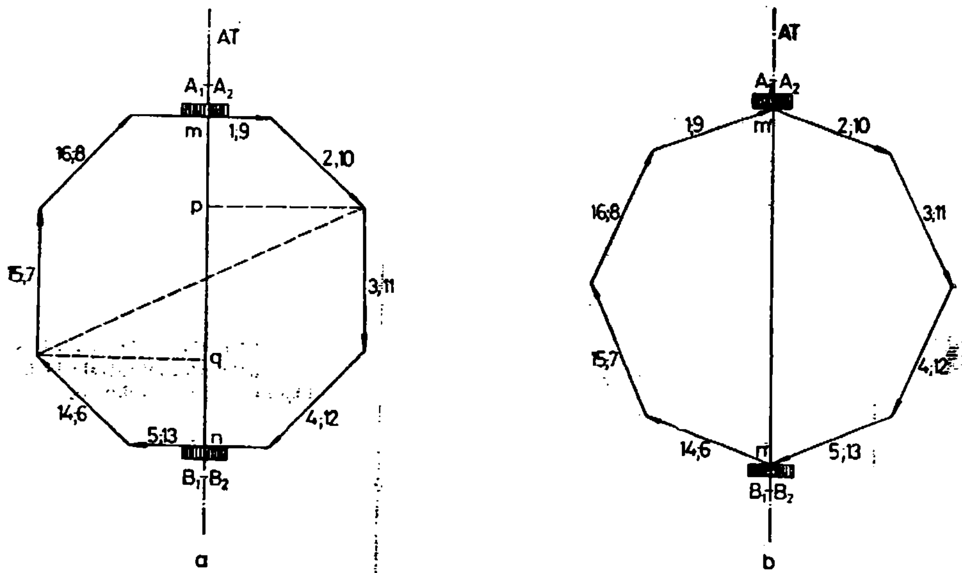


Fig. 2.15. Poligonul t.e.m. pentru înfăşurarea din fig. 2.11.

a — situaţia pentru care tensiunea la perii ia valoarea minimă ; *b* — situaţia pentru care tensiunea la perii ia valoarea maximă.

indusului în cîmpul inductor, fazorii rotesc şi poligonul poate lua la un moment dat poziţia din fig. 2.15, *b* pentru care tensiunea culeasă la perii este dată de segmentul $m'n' > mn$. Tensiunea la perii pulsează deci între două valori *mn* şi *m'n'* respectiv diametrele cercurilor înscris şi circumscris poligonului. Amplitudinea pulsaţiei se reduce cu creşterea numărului de laturi ale poligonului, deci al lamelelor de colector şi prin urmare cu ajutorul colectorului cu rol de redresor mecanic, se obţine o tensiune practic continuă. Periile de aceeaşi polaritate A_1, A_2 se leagă galvanic şi formează borna *A* a înfăşurării, analog periile B_1, B_2 se leagă şi formează borna *B*.

Porţiunea de înfăşurare cuprinsă între două perii consecutive se numeşte *cale de înfăşurare* (de curent); în fig. 2.16 este reprezentată repartiţia bobinelor pe căile de înfăşurare pentru momentul corespunzător poziţiei 2.15, *b* a poligonului. Bobinele 2, 3, 4, 5 cu laturile de dus plasate sub polul *N* formează o cale de curent în paralel cu calea de curent a bobinelor 6, 7, 8, 9 cu laturile de dus sub polul *S*. Acelaşi lucru pentru grupul bobinelor 10—1. Prin urmare, bobinele plasate sub o pereche de poli dau două căi de curent în paralel. În general, la fiecare poligon elementar ce însumează t.e.m. induse în bobinele de sub o pereche de poli, corespund două căi de curent, încît numărul de căi de curent la o înfăşurare buclată simplă este $2a = 2p$.

Desigur la rotaţia maşinii, bobinele ce compun căile de curent se schimbă continuu astfel că între periile fixe sînt întotdeauna legate bobine cu laturile de dus plasate sub acelaşi pol. Dacă se consideră poziţia din fig. 2.15, *a* a poligonului, bobinele 1, 5, 9, 13 sînt surprinse în scurtcircuit prin perii, în momentul trecerii dintr-o cale de curent în alta şi numărul bobinelor pe cale se reduce la trei; este momentul cînd şi tensiunea la perii ia valoarea minimă dată de segmentul *mn*.

În concluzie: la o înfăşurare buclată simplă se obţin $2a = 2p$ căi de curent; pentru colectarea curenţilor din căile de înfăşurare, pentru fiecare pereche de poli sînt necesare două perii şi prin urmare în general $2p$ perii plasate astfel ca tensiunea la bornele *A*, *B* ale înfăşurării să fie maximă.

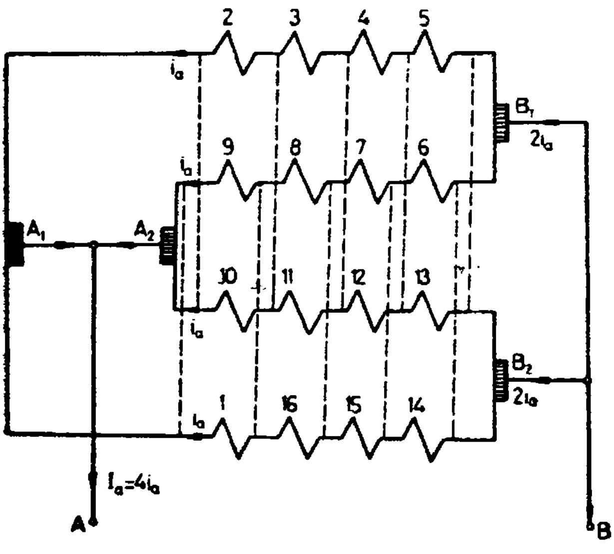


Fig. 2.16. Căile de curent şi legăturile echipotenţiale la înfăşurarea buclată din fig. 2.11.

Observaţii. Bobinelor de sub o pereche de poli le corespunde în reprezentarea fazorială un poligon elementar. Dacă maşina este simetrică din punct de vedere magnetic (dacă fluxurile polare sînt aceleaşi pentru toţi polii maşinii), poligoanele elementare se înscriu în acelaşi cerc şi tensiunile obţinute pe căile de curent sînt egale. Dacă fluxurile polare sînt neegale, nici tensiunile pe căile de înfăşurare nu mai sînt egale şi ca urmare apar curenţi de circulaţie ce se închid prin perii, înrăutăţind funcţionarea maşinii. Pentru a evita stabilirea curenţilor de circulaţie pe acest traseu, se leagă galvanic puncte ale înfăşurării care teoretic din poligonul t.e.m. au acelaşi potenţial (de exemplu în fig. 2.16 s-au unit prin linii întrerupte punctele echipotenţiale). Aceste legături se numesc *legături echipotenţiale de speţa I.* Curenţii de circulaţie ce se stabilesc prin aceste legături, sînt curenţi alternativi, evită periile şi au ca efect reducerea *asimetriei magnetice* (egalizează fluxurile polare). La maşinile importante se prevăd toate legăturile echipotenţiale, la maşinile mai mici din 2 în 2 sau 3 în 3 întrucît ele scumpesc şi complică întrucîtva maşina.

2.1.2.1.2. ÎNFĂŞURĂRI BUCLATE MULTIPLE

Dacă $y = m$, *înfăşurarea* este *buclată multiplă* (de regulă se ia $m = 2$). Fie de construit o înfăşurare cu $y = m = 2$. Din înserierea bobinelor impare 1, 3, 5 etc., dacă numărul de lamele K este par, se închide o înfăşurare buclată simplă. Analog, independent şi bobinele pare formează o înfăşurare buclată simplă. Luînd cele $2p$ perii necesare înfăşurărilor buclate simple de două ori mai late, plasate astfel încît între ele să se obţină tensiune maximă, înfăşurările buclate simple se leagă în paralel şi în consecinţă se obţin $4a$ căi de curent.

În general, dacă numărul de lamele K este divizibil prin m la utilizarea tuturor bobinelor se obţin m circuite distincte, dacă K şi m au un divizor comun t, se obţin doar t circuite distincte. Indiferent de numărul circuitelor distincte prin intermediul periilor de m ori mai late, rezultă m înfăşurări buclate simple în paralel şi deci se obţine o înfăşurare cu $2a = 2mp$ căi de curent. Pentru îmbunătăţirea comportării maşinii, punctele teoretic echipotenţiale ale înfăşurărilor buclate simple componente, se leagă între ele (*legăturile echipotenţiale de speţa II*).

Înfăşurările buclate multiple sînt folosite la maşinile de curenţi importanţi.

2.1.2.2. ÎNFĂŞURĂRI ONDULATE

Se înseriază bobine de forma celor din fig. 2.9, *b* plasate sub poli diferiţi Relaţia dintre paşii de înfăşurare este

$$y = y_1 + y_2 \tag{2.6}$$

La parcurgerea o dată a periferiei maşinii se înseriază p bobine. Dacă distanţa dintre latura de dus a primei bobine şi latura de întors a ultimei, măsurată în număr de lamele de colector este m, cum deschiderea unei bobine este y, numărul total de lamele K trebuie să îndeplinească relaţia

$$K = N_c = py \pm m \tag{2.7}$$

Dacă $m = 1$ se obţine o *înfăşurare ondulată simplă,* dacă $m \neq 1$ rezultă o *înfăşurare ondulată multiplă.* Semnul (—) din relaţia (2.7) se ia la înfăşurarea

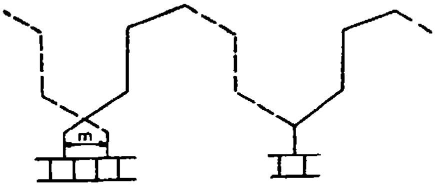


Fig. 2.17. Conectarea bobinelor unei înfășurări serie.

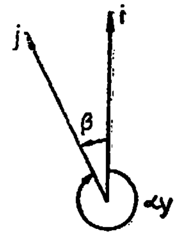


Fig. 2.18. T.e.m. induse în două bobine i, j înseriate consecutiv.

ondulată încrucișată (fig. 2.17). Pentru realizarea înfășurării se parcurge în continuare periferia mașinii pînă se utilizează toate bobinele.

Interesează cîte căi de înfășurare se pot obține. Ca și la înfășurarea buclată se construiește steaua t.e.m. induse în bobine. Între două bobine i, j înseriate consecutiv, există y crestături și defazajul fazorilor corespunzători (fig. 2.18) este αy. De regulă se evidențiază defazajul $\beta = 2\pi - \alpha y$. Înlocuind $\alpha = p\frac{2\pi}{N_c}$ rezultă $\beta = 2\pi\left(1 - \frac{py}{N_c}\right)$ sau ținînd cont de (2.7) $\beta = \frac{2\pi m}{N_c}$. Din înserierea celor N_c fazori rezultă poligonul t.e.m. Unghiul la centru total este $\beta N_c = 2\pi m$. Se obțin deci m poligoane elementare și prin urmare înfășurarea ondulată multiplă are $2a = 2m$ căi de înfășurare. Se observă că numărul de căi este independent de numărul de poli. Dacă $m = 1$ (înfășurarea ondulată simplă), se obțin două căi de înfășurare.

Întrucît se înseriază bobine plasate sub poli diferiți, asimetria magnetică nu mai prezintă importanță și nu mai sînt necesare legături echipotențiale de spața I; înfășurările ondulate multiple ca și înfășurările buclate multiple, necesită însă legături echipotențiale de spața II.

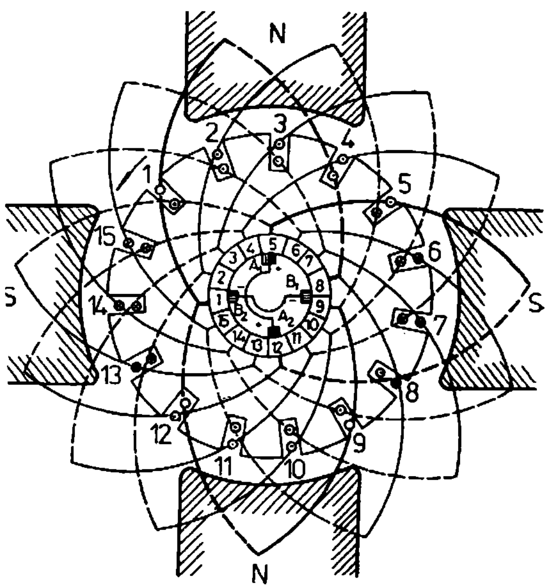


Fig. 2.19. Înfășurarea ondulată simplă.

Pentru exemplificare în fig. 2.19 este reprezentată schema radială iar în fig. 2.20 schema desfășurată a unei înfășurări ondulate simple neîncrucișate, avînd următoarele date $K = N_c = 15$, $p = 2$, $m = 1$. Pasul bobinei conform

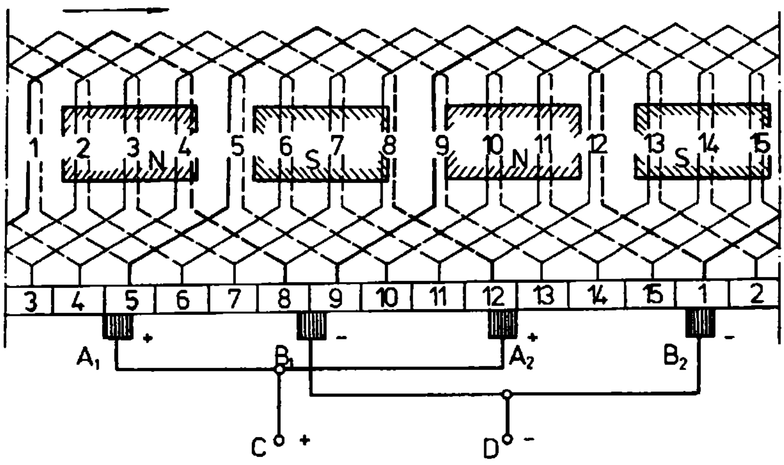


Fig. 2.20. Schema înfăşurării ondulate din fig. 2.19.

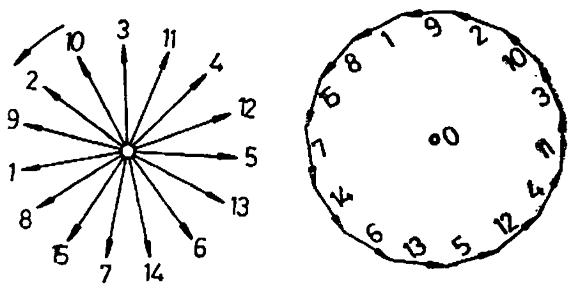


Fig. 2.21. Steaua şi poligonul t.e.m. pentru înfăşurarea ondulată din fig. 2.19.

(2.7) este $y = \frac{K-1}{p} = 7$, deschiderea bobinei $y_1 = \frac{N_c}{2p} \pm \varepsilon = 3$ (se ia o bobină cu pas scurtat şi pasul de întors $y_1 = 4$.

Cum $y_1 \neq \tau$, t.e.m. indusă într-o bobină se stabileşte ca în fig. 2.14. În fig. 2.21 se indică steaua t.e.m. induse în bobine şi poligonul t.e.m. obţinut prin însumarea consecutivă a fazorilor bobinelor înseriate 1, 8, 15, 7 etc., distanţate la pasul polar $y = 7$.

Plasarea periilor se face ca la înfăşurarea buclată simplă urmărind obţinerea tensiunii maxime. Pentru poziţia din fig. 2.20 considerată a înfăşurării, rezultă schema echivalentă din fig. 2.22.

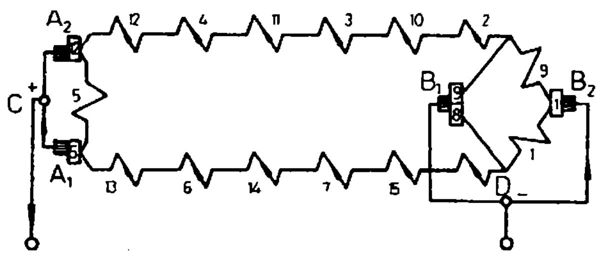


Fig. 2.22. Căile de curent la înfăşurarea ondulată din fig. 2.19.

Cum s-a obținut un singur poligon elementar, în principiu se pot așeza doar două perii pe colector, de exemplu A_1, B_2. Aceasta presupune însă un colector de lungime axială relativ mare. În mod obișnuit pentru repartizarea mai uniformă a solicitărilor la colector, se prevăd $2p = 4$ perii, în care caz lungimea lui axială se reduce și implicit și prețul de cost. În plus, plasarea tuturor celor 4 perii asigură simetria înfășurării în sensul că numărul bobinelor pe cele două căi de curent rămîne permanent egal (altfel căile de curent ale înfășurării ce are un număr impar de bobine ar deveni nesimetrice și s-ar stabili curenți de circulație, dăunători funcționării).

Înfășurările buclate și ondulate se folosesc larg în practică. Mașinile de curenți intenși se prevăd cu înfășurări buclate ce permit obținerea unui mare număr de căi de curent în paralel ; la mașinile lente și de curenți mici sînt necesare puține căi de curenți în paralel și la aceste cerințe răspund bine înfășurările de tip ondulat.[1]

2.1.3. ÎNFĂȘURĂRI DE CURENT ALTERNATIV

2.1.3.1. GENERALITĂȚI

Elementul de bază al înfășurării este tot bobina, caracterizată prin deschiderea ei (distanța dintre latura de dus și latura de întors) notată cu y, care se ia ca și la înfășurarea de curent continuu cît mai apropiată de τ. Înfășurările de curent alternativ pot fi *într-un singur strat* (cînd în crestătură se găsește o singură latură de bobină) sau *în două straturi*.

Se au în vedere în continuare înfășurările polifazate simetrice. Se urmărește ca înfășurarea să se dimensioneze astfel, încît să se poată scoate puterea maximă din mașină (adică tensiunile pe faze ce se obțin să fie maxime) și mașina să rezulte simetrică (tensiunile pe faze să fie egale și defazate cu $\frac{2\pi}{m}$ rad. el.)

Pe o pereche de poli se plasează în crestături laturi de bobine aparținînd tuturor fazelor. Fie q numărul de crestături în care la înfășurările într-un strat se găsesc laturile de dus ale unei faze. Distanța pe care se repartizează cele q laturi de dus se numește *zona de dus* ; laturile de întors se plasează în alte q crestături și zona corespunzătoare se numește *zonă de întors*, egală ca mărime cu zona de dus. La o înfășurare într-un strat sînt necesare $2q$ crestături pentru o fază și deci pentru m faze, $2mq$ crestături. Numărul total de crestături N_c la o mașină cu p perechi de poli rezultă

$$N_c = 2mpq \tag{2.8}$$

La înfășurarea în două straturi pe o pereche de poli se plasează $2q$ bobine ale unei faze care însă ocupă tot $2q$ crestături și deci relația (2.8) este adevărată indiferent de tipul înfășurării.

Numărul q ce intervine în relația (2.8), numit *număr de crestături pe pol și fază* este o valoare medie pentru toți polii mașinii. Dacă pentru anumite date ale mașinii (N_c, m, p), q rezultă fracționar, *înfășurarea* se numește *fracționară*, altfel *înfășurare întreagă*.

[1] A se vedea și [6], [9.I], [24.I].

La înfăşurările în două straturi, repartiţia crestăturilor pe faze şi zone se face avînd în vedere un singur strat. Numărul crestăturilor din zonele de dus şi de întors pentru acelaşi strat nu mai este necesar să fie egal întrucît laturile de întors ale bobinelor se plasează automat în stratul al doilea la o deschidere dorită y.

Pentru repartizarea crestăturilor pe faze se pleacă de la steaua t.e.m. induse în conductoarele din crestături, cu unghiurile α, α' avînd aceeaşi semnificaţie.

Pentru obţinerea unor tensiuni simetrice pe faze, trebuie ca unghiul α' dintre două raze consecutive să se cuprindă de un număr întreg de ori în $\frac{2\pi}{m}$ adică $\frac{2\pi}{m\alpha'}$ = număr întreg, sau ţinînd cont de valoarea (2.2) a lui α'.

$$\frac{N_c}{mt} = \text{număr întreg.} \tag{2.9}$$

condiţie obligatorie atît pentru înfăşurările într-un strat cît şi în două straturi; în plus sînt necesare şi condiţiile evidente

$$\frac{N_c}{m} = \text{număr întreg}; \quad \frac{N_c}{2m} = \text{număr întreg.} \tag{2.10}$$

respectiv la înfăşurările în două straturi şi într-un strat. Aceste *condiţii de simetrie* ale înfăşurării trebuiesc verificate în primul rînd. Gruparea razelor pe fază se face avînd în vedere obţinerea tensiunilor maxime şi a unei înfăşurări simetrice.

Se exemplifică modul de utilizare al stelei t.e.m., în repartiţia crestăturilor pentru înfăşurări trifazate, cele mai utilizate.

2.1.3.2. ÎNFĂŞURĂRI ÎNTR-UN SINGUR STRAT

Fie de construit o înfăşurare într-un singur strat cu $N_c = 24$, $p = 2$, $m = 3$; rezultă $t = 2$ deci două stele suprapuse cu 12 raze distincte.

1. Se verifică condiţiile de simetrie (2.9) şi (2.10) ale înfăşurării.
2. Se construieşte steaua t.e.m. cu $\alpha = \alpha' = \frac{2 \cdot 2\pi}{24} = \frac{\pi}{6}$ din fig. 2.23.
3. Se ia un număr de $\frac{N_c}{2m} = 4$ raze de rezultantă cît mai mare posibilă; crestăturile corespunzătoare acestor raze sînt crestăturile de dus ale unei faze. Pentru faza A se aleg razele 1, 2, 13, 14 cu rezultantă maximă.

Se stabilesc analog (avînd în vedere ca rezultantele pe faze să fie defazate relativ cu $\frac{2\pi}{3}$ rad. el), razele corespunzătoare crestăturilor de dus pentru fazele B (razele 5, 6, 17, 18), C (razele 9, 10, 21, 22).

5. Cu razele rămase se formează grupurile A', B', C', tot de cîte 4 raze ce se vede că au rezultante maxime şi în opoziţie cu cele precedente. Crestăturile aferente acestor raze sînt crestături de întors şi se repartizează pe faze astfel încît rezultantele grupurilor (AA'), (BB'), (CC') de raze, să fie în opoziţie (laturile de dus şi de întors ale bobinelor unei faze sînt parcurse în sensuri opuse, ca urmare t.e.m. rezultantă pe fază este dată de diferenţa fazorială a rezultante-

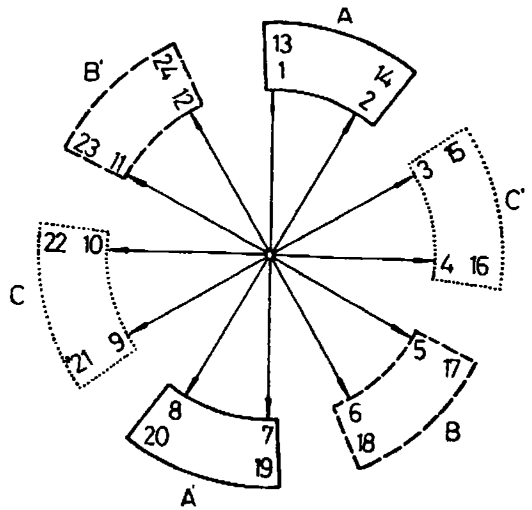


Fig. 2.23. Steaua t.e.m. pentru $\alpha = \alpha' = \frac{\pi}{6}$.

lor, de dorit în opoziție, ale celor două grupuri). Se observă simplu că orice altă grupare pe faze a crestăturilor de întors, determină tensiuni rezultante sensibil micșorate.

În general, pentru o înfășurare m fazată rațional concepută, prin împărțirea celor $\frac{N_c}{m}$ raze ce revin unei faze în două grupuri egale cît mai în opoziție, fiecare de rezultantă cît mai mare posibilă, se obțin tensiuni maxime pe fază ; pentru ca înfășurarea să fie simetrică, trebuiesc grupate astfel razele, încît t.e.m. rezultante pe fază să fie egale și simetric defazate (cu $\frac{2\pi}{m}$ rad. el.)

Ordinea de grupare în bobine a conductoarelor de dus și de întors plasate în crestăturile stabilite pentru o fază, nu are importanță asupra valorii tensiunii ce se obține. Este necesar doar să se păstreze un același sens de parcurgere pentru toate conductoarele de dus, respectiv de întors. Pentru executarea înfășurării, legăturile frontale se pot duce în mai multe feluri în raport și cu alte condiții impuse înfășurării, rezultînd înfășurări într-un strat :

— în două și trei etaje cînd capetele frontale sînt duse în două respectiv trei suprafețe în spațiu ;

— cu bobine egale uniform deformate sau cu grupe de bobine uniform deformate ;

— înfășurări pentru miezuri secționabile etc.

Schema desfășurată a unei înfășurări în două etaje cu datele de mai sus, este reprezentată în fig. 2.24. Prin săgeți s-au indicat sensurile de parcurgere ale laturilor de bobine. Bobinele au deschideri diferite ; dispunerea în două etaje a părților frontale este reprezentată în fig. 2.25. În fig. 2.26, *a* se reprezintă schema desfășurată a unei înfășurări în trei etaje pentru aceleași date. Bobinele fiecărei faze au părțile frontale într-un etaj, în unul din modurile din fig. 2.26, *b*. În fig. 2.27, *a* este construită înfășurarea cu bobine egale, iar în fig. 2.27, *b* cu grupuri de bobine egal deformate.[1]

[1] Pentru detalii a se vedea [2.1], [6], [24.1].

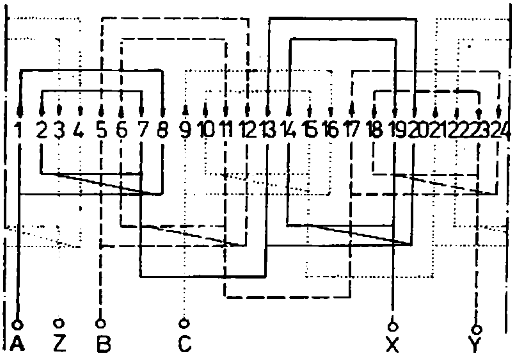


Fig. 2.24. Înfăşurare într-un strat în două etaje corespunzătoare stelei t.e.m. din fig. 2.23.

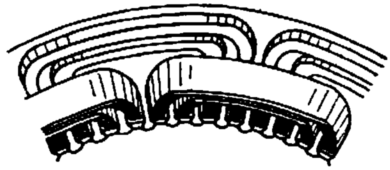


Fig. 2.25. Dispunerea în două etaje a părţilor frontale.

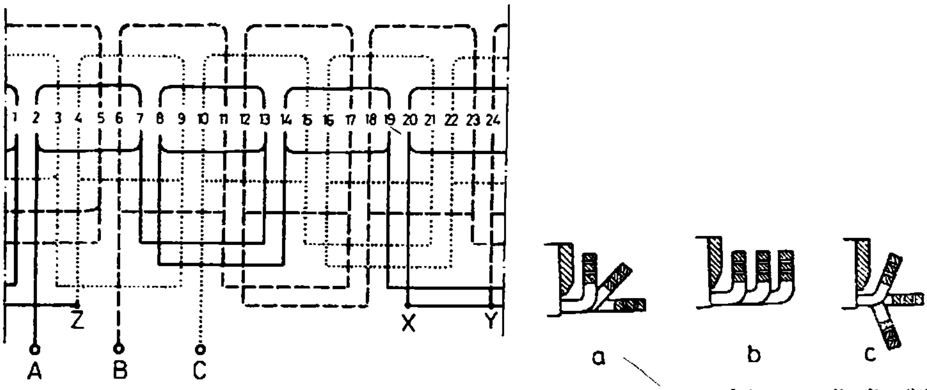


Fig. 2.26. *a* — înfăşurare într-un strat în trei etaje corespunzătoare stelei t.e.m. din fig. 2.23
b — diferite moduri de dispunere a capetelor de bobină la înfăşurările în trei etaje.

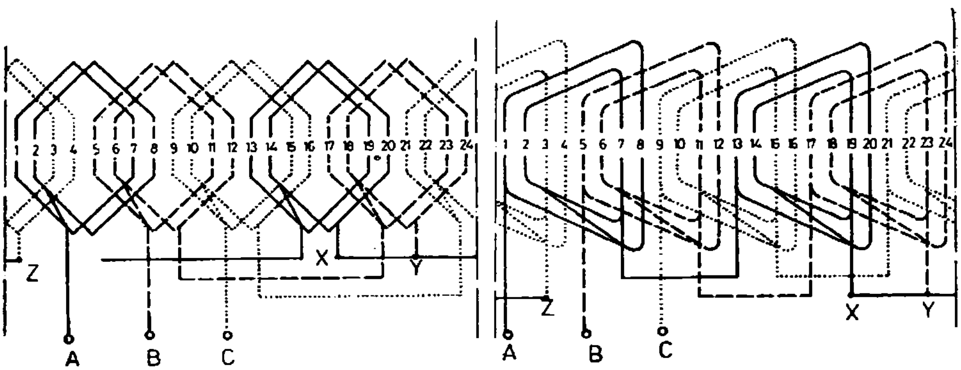


Fig. 2.27. Înfăşurare într-un strat corespunzătoare stelei t.e.m. din fig. 2.23 :
a — bobine egale ; *b* — cu grupul de bobine egal deformate.

2.1.3.3. ÎNFĂŞURĂRI ÎN DOUĂ STRATURI

La înfăşurările în două straturi, bobinele se fac de o deschidere dorită y, de tip buclat sau ondulat şi se plasează în crestături ca şi bobinele înfăşurărilor de curent continuu. La bobinele diametrale ($y = \tau$), zonele din cele două stra-

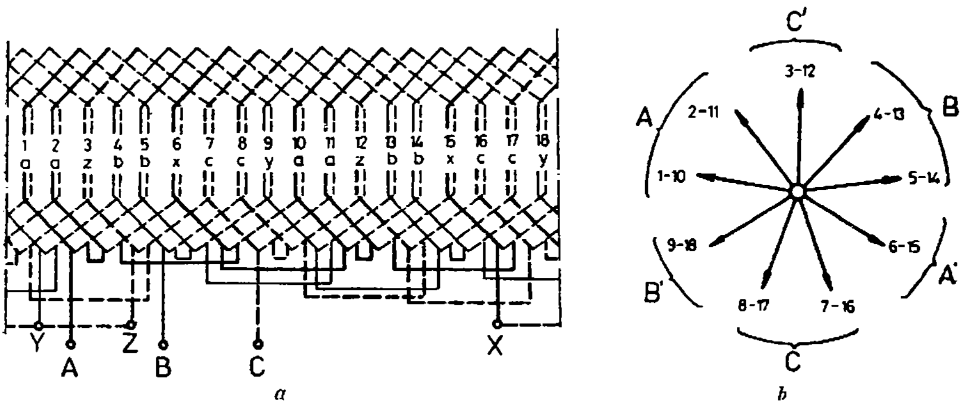


Fig. 2.28. Schema înfășurării fracționale în două straturi cu $N_c = 18$, $p = 2$, $m = 3$ și steaua t.e.m.

turi sînt suprapuse și în crestături sînt laturi de bobine aparținînd aceleiași faze, la bobinajele cu pas scurtat și fracționare în crestături se plasează și laturi de bobine aparținînd unor faze diferite.

Repartiția crestăturilor pe faze se face numai pentru un singur strat ca și la înfășurările într-un strat, cu aceleași obiective. Cum latura de întors a bobinei nu ocupă o crestătură separat și se plasează în stratul al doilea la deschiderea y, unei bobine îi corespunde o singură rază din steaua t.e.m. Ca urmare, cele $\frac{N_c}{m}$ raze, aferente unei faze nu mai este obligatoriu să fie împărțite în două grupuri egale de raze în opoziție. În fig. 2.28, *a* este reprezentată schema desfășurată a unei înfășurări fracționare trifazate cu datele $N_c = 18$, $p = 2$, $m = 3$, $q = \frac{3}{2}$. Steaua t.e.m. și gruparea razelor pe faze este indicată în fig. 2.28 *b*.

Pentru economie de material înscrierea bobinelor unei faze se face în ordinea succesiunii lor pe periferia mașinii, urmînd ca toate bobinele din zonele de dus să fie parcurse în același sens (bobinele 1, 2, 10, 11 pentru faza A etc.) iar bobinele din zonele de întors în sens invers (pentru faza A, bobinele 6,15).[1]

2.2. TENSIUNI ELECTROMOTOARE INDUSE ÎN ÎNFĂȘURĂRILE MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE

2.2.1. T.E.M. INDUSĂ ÎNTR-O ÎNFĂȘURARE DE CURENT CONTINUU

T.e.m. indusă într-o înfășurare de curent continuu, culeasă în perii, este dată de suma t.e.m. în spirele ce compun o cale de curent.

Fie o repartiție oarecare a componentei radiale a inducției magnetice pe pasul polar τ și periile deplasate cu lungimea b față de axa neutră (fig. 2.29).

[1] A se vedea și [2.1], [6].

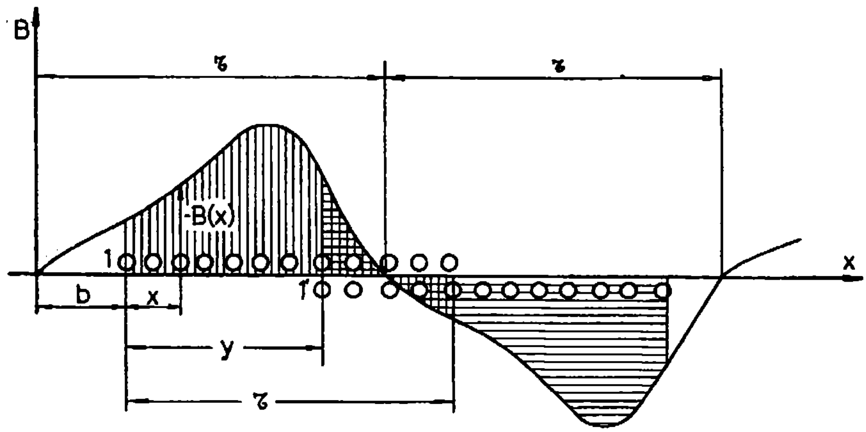


Fig. 2.29. Explicativă la t.e.m. indusă într-o înfăşurare de curent continuu.

Dacă N este numărul total de conductoare, numărul de spire pe calea de curent este $\frac{N}{2 \cdot 2a}$. Se consideră spirele cu pas scurtat de deschidere y şi de lungime axială L_i. În fig. 2.29 s-au reprezentat în două straturi deplasate relativ cu pasul y, laturile de dus şi de întors ale bobinelor dintr-o cale de curent.

Se presupun conductoarele repartizate continuu pe periferia indusului, deci calea de curent formată din înserierea unei infinităţi de bobine de deschidere y cu numerele de spire $\frac{N}{4a\tau}$ dx. T.e.m. indusă într-o bobină cu latura de dus la distanţa x este

$$\mathrm{d}U_e(x) = L_i v \frac{N}{4a\tau} \mathrm{d}x[B(x) - B(x + y)]$$

şi tensiunea electrică pe cale, sumă a t.e.m. induse în toate bobinele înseriate

$$U_e = L_i v \frac{N}{4a\tau} \int_0^\tau [B(x) - B(x + y)]\mathrm{d}x$$

Integrala primului termen determină aria haşurată vertical (fig. 2.29), iar a celui de al doilea, aria haşurată orizontal ; cum cele două arii se scad, porţiunile comune dublu haşurate dispar şi aria rezultantă este dublul uneia din din cele două arii simplu haşurate, adică se poate scrie

$$U_e = L_i v \frac{N}{4a\tau} 2 \int_0^y B(x)\mathrm{d}x \tag{2.11}$$

Dar

$$L_i \int_0^y B(x)\mathrm{d}x = \Phi \tag{2.12}$$

unde Φ — fluxul fascicular ce străbate planul bobinei legate în scurtcircuit la perie (laturile bobinei 1,1'); înlocuind Φ în (2.11) și ținînd cont că $v = \pi D n = 2p\tau n$ rezultă

$$U_e = pn \frac{N}{a} \Phi = K_e n \Phi \tag{2.13}$$

unde $K_e = \frac{pN}{a}$, o constantă pentru o înfășurare dată.

Observații :1. Tensiunea la perii este condiționată de mărimea ariei simplu hașurate din fig. 2.29 dependentă la rîndul ei, de poziția periilor și deschiderea bobinei. Se obține tensiune maximă cînd periile sînt în axa neutră și înfășurarea are pas diametral ; scurtarea pasului sau deplasatea periilor din axa neutră reduc tensiunea obținută la perii.

2. Valoarea tensiunii este constantă dacă fluxul fascicular Φ este constant, indiferent de curba de repartiție $B(x)$.

3. În cele de mai sus s-a presupus bobinajul repartizat continuu. În realitate la un număr limitat de conductoare, tensiunea la perii pulsează așa cum s-a arătat în § 2.1.2.1. Cu cît numărul de conductoare (și de lamele de colector K) crește, ne apropiem de ipoteza admisă a repartizării continue și amplitudinea pulsațiilor tensiunii se reduce.

2.2.2. T.E.M. INDUSĂ ÎNTR-O ÎNFĂȘURARE DE CURENT ALTERNATIV

Ca și în § 2.2.1. se consideră o repartiție oarecare a cîmpului magnetic inductor pe pasul polar (fig. 2.30). Ca urmare, la deplasarea cu o viteză constantă v a înfășurării față de cîmpul magnetic, t.e.m. indusă variază nesinusoidal în timp. Pentru stabilirea t.e.m. induse într-o înfășurare se procedează la descompunerea repartiției nesinusoidale a cîmpului în armonici de spațiu și se consideră separat efectul fiecărei armonici. În fig. 2.30 sînt reprezentate armonicile fundamentală și de ordinul ν, de amplitudini B_1, B_ν din curba de variație a inducției magnetice pe pasul polar.

Se are în vedere o înfășurare întreagă în două straturi.

1. *Considerarea t.e.m. induse de armonica fundamentală de spațiu a inducției magnetice de amplitudine* B_1. În acest caz t.e.m. induse în conductoarele plasate în crestături consecutive variază sinusoidal în timp cu o frecvență

$$f_1 = pn \tag{2.14}$$

(p — numărul de perechi de poli ai mașinii ; n — turația mașinii), și sînt defazate cu unghiul $\alpha = \frac{p2\pi}{N_c}$.

Se notează cu U_{ec_1} valoarea efectivă a t.e.m. induse de armonica fundamentală într-un conductor plasat după o generatoare de lungime L_i, $U_{ec_1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot B_1 L_i v$ sau notînd $v = \pi D n = 2p\tau n$, $U_{ec_1} = \frac{1}{\sqrt{2}} B_1 L_i 2p\tau n$.

Fluxul polar corespunzător armonicii fundamentale

$$\Phi_1 = \int^{\tau} B_1(x) L_i \mathrm{d}x = \int_0^{\tau} L_i B_1 \sin\frac{\pi}{\tau} x \mathrm{d}x = \frac{2}{\pi} B_1 \tau L_i$$ așa încît se poate

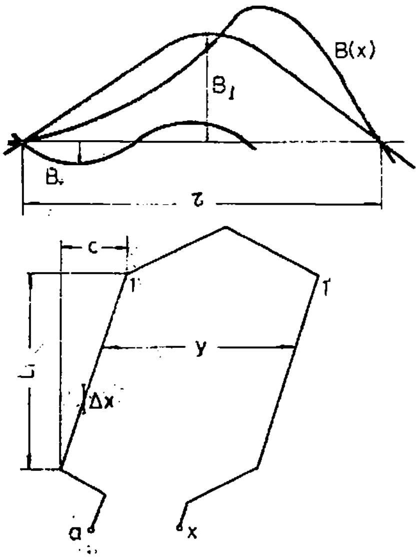


Fig. 2.30. Curba repartiţiei inducţiei magnetice pe pasul polar şi o bobină plasată în crestături inclinate.

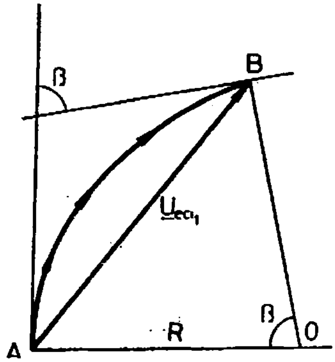


Fig. 2.31. T.e.m. indusă într-o crestătură înclinată.

scrie pentru t.e.m. a conductorului

$$U_{ec_1} = \frac{\pi f_1}{\sqrt{2}} \Phi_1$$

În anumite împrejurări se preferă înclinarea crestăturii pe generatoare. În fig. 2.30 crestătura apare înclinată cu c pe lungimea axială. Dacă se consideră diversele elemente de lungime Δx ale conductorului orientate după generatoare, tensiunile induse sînt defazate întrucît acestea sînt în condiţii diferite de cîmp magnetic. Fazorul t.e.m. induse în conductor este suma fazorilor elementari corespunzători t.e.m. induse în elementele Δx, care formează o porţiune de poligon regulat; la limită, dacă se consideră elemente de lungime infinit mici, înserierea fazorilor elementari conduce la un arc de cerc (fig. 2.31) şi t.e.m. rezultantă a conductorului înclinat U_{eci_1} este coarda AB.

Defazajul t.e.m. induse în elementele infinitesimale extreme este $\beta = \frac{c\pi}{\tau}$.

Notînd raza cercului cu R, $U_{eci_1} = 2R\sin\frac{\beta}{2}$, Dacă conductorul n-ar fi înclinat fazorii elementari ar fi sinfazici şi t.e.m. indusă U_{ec_1} ar corespunde lungimii arcului AB, $U_{ec_1} = R\beta$ de unde

$$U_{eci_1} = U_{ec_1} \cdot K_{c_1} \tag{2.15}$$

Coeficientul subunitar $K_{c_1} = \sin\frac{c\pi}{2\tau} / \frac{c\pi}{2\tau}$ numit *factor de înclinare*, arată cu cît se reduce tensiunea indusă ca urmare a înclinării.

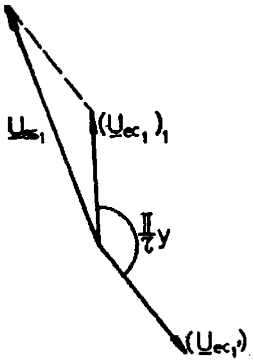


Fig. 2.32. T.e.m. indusă într-o spiră.

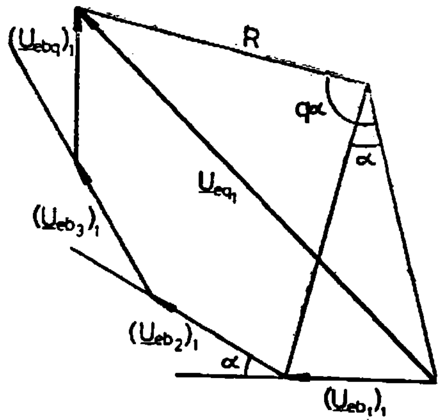


Fig. 2.33. T.e.m. indusă în bobinele ec compun o zonă.

T.e.m. indusă într-o spiră $\underline{U}_{es_1}$, este diferența fazorială a t.e.m. induse în laturile 1,1′ (fig. 2.30) plasate la deschiderea y deci defazate cu unghiul $\frac{\pi}{\tau}y$ (fig. 2.32), $(\underline{U}_{ec1})_1 - (\underline{U}_{ec1'})_1$ de unde

$$U_{es_1} = 2U_{ec_1} \sin \frac{\pi}{2\tau} y = 2U_{ec_1} \cdot K_{y_1} \tag{2.16}$$

Coeficientul subunitar $K_{y1} = \sin \frac{\pi}{2\tau} y$ este *factorul de scurtare* (la înfășurări cu pas diametral, $K_{y1} = 1$).

T.e.m. indusă într-o bobină cu s_b spire

$$U_{eb_1} = s_b U_{es_1} \tag{2.17}$$

T.e.m. a celor q bobine înseriate ce formează o zonă este de forma $\underline{U}_{eq_1} = \sum_{k=1}^{q} (\underline{U}_{ebk})_1$. Dar t.e.m. induse în bobinele alăturate sînt egale, $(\underline{U}_{eb1})_1 = (\underline{U}_{eb2})_1 = \ldots = (\underline{U}_{ebk})_1 = \ldots = (\underline{U}_{ebq})_1$ și defazate cu $\alpha = p \frac{2\pi}{N_c}$; prin urmare $\underline{U}_{eq_1}$ rezultă conform reprezentării din fig. 2.33. Configurația obținută se poate inscrie într-un cerc de rază R.

Avem

$$U_{eb_1} = 2R \sin \frac{\alpha}{2}; \; U_{eq_1} = 2R \sin \frac{q\alpha}{2} \text{ sau eliminînd pe } R$$

$$U_{eq_1} = qU_{eb_1} \cdot K_{b_1} \tag{2.18}$$

unde coeficientul subunitar $K_{b_1} = \dfrac{\sin q \frac{\alpha}{2}}{q \sin \frac{\alpha}{2}}$ este *factorul de repartizare*(de zonă).

Dacă cele q bobine ar fi concentrate în două crestături, tensiunile lor ar rezulta sinfazice şi s-ar obţine $U_{eq_1} = qU_{eb_1}$. Coeficientul K_{b_1} arată întrucît s-a redus U_{eq_1} ca urmare a repartizării bobinelor.

T.e.m. indusă pe fază $\underline{U}_{e_1}$ este suma fazorială a t.e.m. corespunzătoare tuturor zonelor aferente fazei de pe periferia maşinii. La o înfăşurare întreagă în două straturi, zonele sînt egale, se repetă simetric pe toţi polii şi t.e.m. corespunzătoare sînt sinfazice astfel că

$$U_{e_1} = 2pU_{eq_1} \tag{2.19}$$

sau în baza relaţiilor (2.14), (2.19),

$$U_{e_1} = 4pqs_b K_{c_1} K_{y_1} K_{b_1} \frac{\pi f_1}{\sqrt{2}} \Phi_1$$

Observînd că numărul de spire pe fază este $N = 2pqs_b$ şi notînd $K_{c_1} K_{y_1} K_{b_1} = K_{B_1}$, *factorul total de înfăşurare* pentru armonica fundamentală, se obţine valoarea efectivă a t.e.m. pe fază, de frecvenţă f_1, indusă de cîmpul de armonică fundamentală

$$U_{e_1} = \pi \sqrt{2} f_1 N K_{B_1}^{\prime} \Phi_1 \tag{2.20}$$

Relaţia este valabilă şi pentru înfăşurările într-un strat la care $U_{e_1} = pU_{eq}$ dar $N = pqs_b$.

2. *Considerarea tensiunii induse de armonica de ordinul ν a cîmpului*. Se observă simplu că pasul polar al armonicii ν este

$$\tau_\nu = \frac{1}{\nu} \tau; \tag{2.21}$$

numărul de perechi de poli

$$p_\nu = \nu p \tag{2.22}$$

şi corespunzător unghiul electric dintre fazorii t.e.m. induse în conductoarele din două crestături consecutive este

$$\alpha_\nu = \frac{\nu 2\pi p}{N_c} = \nu\alpha \tag{2.23}$$

Frecvenţa t.e.m. armonică de ordinul

$$f_\nu = p_\nu n = \nu p n = \nu f_1 \tag{2.24}$$

T.e.m. indusă într-un conductor $U_{ec\nu} = \frac{\pi f_\nu}{\sqrt{2}} \Phi_\nu$. Insumînd ca şi pentru armonica fundamentală t.e.m. induse în toate conductoarele fazei, se obţine valoarea efectivă a tensiunii induse armonică de ordinul ν pe fază

$$U_{e\nu} = \pi \sqrt{2} f_\nu N K_{B\nu} \Phi_\nu \tag{2.25}$$

În (2.25) factorul total de înfăşurare pentru armonica de ordinul ν.

$$K_{B\nu} = K_{c\nu} K_{y\nu} K_{b\nu} \tag{2.26}$$

unde

$$K_{c\nu} = \frac{\sin \frac{\nu c\pi}{2\tau}}{\frac{\nu c\pi}{2\tau}} ; \quad K_{y\nu} = \sin \frac{\nu\pi}{2\tau} y ; \quad K_{b\nu} = \frac{\sin \frac{\nu q\alpha}{2}}{q \sin \frac{\nu\alpha}{2}} \tag{2.27}$$

iar fluxul polar

$$\Phi_\nu = \frac{2}{\pi} B_\nu \cdot \tau_\nu \cdot L_i \tag{2.28}$$

Dacă în (2.25) — (2.28) se face $\nu = 1$ se obţin valorile corespunzătoare pentru armonica fundamentală.

3. *Valoarea efectivă rezultantă a t.e.m. induse pe fază* este dată de relaţia

$$U_e = \sqrt{\sum_{\nu=1}^{\infty} U_{e\nu}^2} \tag{2.29}$$

Abaterea de la variaţia sinusoidală în raport cu timpul a t.e.m. rezultante, este cu atît mai mare cu cît amplitudinile armonicilor superioare sînt mai importante. Acestea pot fi însă reduse prin intermediul coeficienţilor $K_{B\nu}$. Astfel, dacă se înclină crestăturile ca $\frac{\nu c\pi}{2\tau} = k\pi$, adică se ia $c = \frac{2\tau k}{\nu}$ unde k = număr întreg, $K_{c\nu} = 0$, şi dispare armonica ν din curba t.e.m. deşi există armonica ν în curba cîmpului inductor; acelaşi rezultat se obţine considerînd crestăturile neînclinate, dar luînd deschiderea y a bobinei astfel ca $\frac{\nu\pi}{2\tau} y = k\pi$, pentru care $K_{y\nu} = 0$.

Ca urmare, prin intermediul unor scurtări y şi înclinări c potrivite, se pot anula sau reduce sensibil armonicile cele mai importante şi obţine o curbă de variaţie în timp a t.e.m. rezultante apropiate de sinusoidă. Trebuie reţinut că scurtarea şi înclinarea reduc în mod nedorit şi valoarea t.e.m. armonică fundamentală şi din acest motiv c se ia cît mai mic şi y cît mai apropiat de τ.

Ca rezultat al înclinării, scurtării şi repartizării, se reduce valoarea efectivă a t.e.m. rezultante U_e dată de relaţia (2.29). Se cîştigă în schimb forma de variaţie în raport cu timpul apropiată de o sinusoidă chiar în condiţiile unui cîmp inductor puternic deformat (cu armonici de spaţiu importante) lucru deosebit de important pentru buna funcţionare atît a maşinii cît şi a receptoarelor conectate la borne.

2.3. DETERMINAREA CÎMPURILOR MAGNETICE ALE ÎNFĂŞURĂRILOR MAŞINILOR ELECTRICE

În §.2.2. s-a studiat tensiunea electromotoare indusă într-o înfăşurare ce se deplasează în raport cu cîmpul inductor ; în cele ce urmează se presupun înfăşurările alimentate şi se urmăreşte ce cîmpuri magnetice se stabilesc.

Cîmpurile magnetice se produc practic în maşinile electrice, prin intermediul curenţilor electrici de conducţie. Polii maşinii se determină fie din

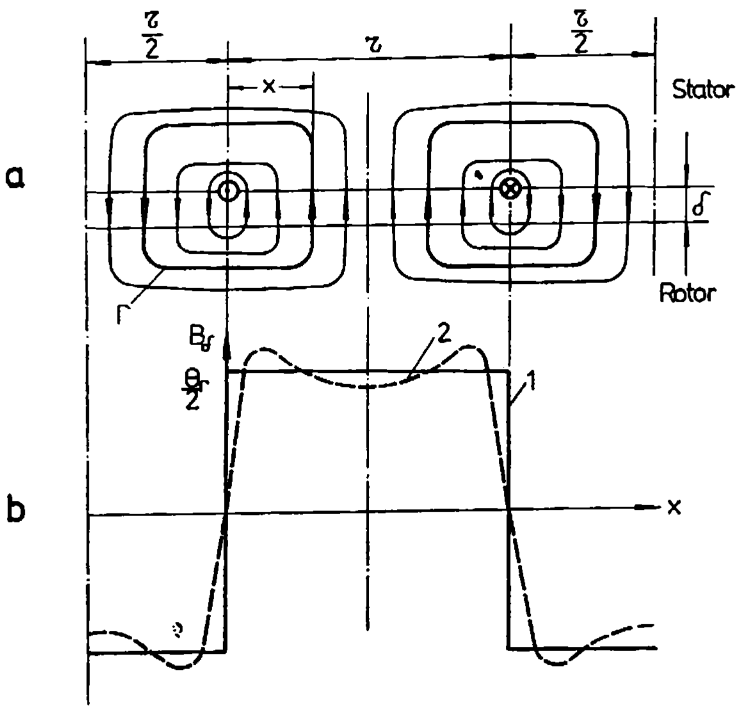


Fig. 2.34. Cîmpul magnetic al unei înfăşurări bipolare formată dintr-o singură bobină diametrală.

configuraţia circuitului magnetic (cazul maşinilor cu poli aparenţi pe care sînt plasate înfăşurări de excitaţie concentrate — fig. 1.4), fie din dispunerea potrivită a conductoarelor unei înfăşurări în crestături.

Se propune pentru simplificare mai întîi studierea cîmpului magnetic produs prin intermediul unei înfăşurări de maşină bipolară, formată dintr-o singură bobină la pas diametral, cu s_b spire ; bobina este plasată la suprafaţa unui întrefier uniform δ şi străbătută de curentul i.

Liniile de cîmp magnetic, simetrice faţă de o direcţie radială dusă prin axa conductorului, au forma indicată în fig. 2.34, *a*. Interesează valoarea inducţiei magnetice B_δ în diferite puncte din întrefier. Aplicînd legea circuitului magnetic pentru curba Γ reprezentată îngroşat, suprapusă unei linii de cîmp ce traversează întrefierul la distanţa x de axa conductorului, rezultă tensiunea magnetomotoare U_H corespunzătoare liniei de cîmp

$$U_H = \oint_\Gamma \overline{H}\overline{\mathrm{d}l} = \theta_\Gamma(x) \qquad (2.30)$$

unde $\theta_\Gamma(x)$, este solenaţia ce revine curbei Γ considerată.

Conturul Γ străbate atît zone feromagnetice cît şi întrefierul astfel că

$$U_H = U_{Hfe} + U_{H\delta} \qquad (2.31)$$

unde U_{Hfe} — tensiunea magnetică a tuturor zonelor feromagnetice, $U_{H\delta}$ — tensiunea magnetică a tuturor zonelor neferomagnetice (din întrefier).

Se evidențiază în (2.31) tensiunea magnetică $U_{H\delta}$

$$U_H = U_{H\delta}\left(1 + \frac{U_{Hfe}}{U_{H\delta}}\right) = U_{H\delta}K_s \qquad (2.32)$$

unde

$$K_s = 1 + \frac{U_{Hfe}}{U_{H\delta}} \qquad (2.33)$$

este un *coeficient de saturație* și arată întrucît prezintă importanță tensiunea magnetică a zonelor feromagnetice, este deci o măsură a gradului de solicitare magnetică a mașinii. K_s ia valori apropiate de 1 la mașini nesaturate și crește cu saturația (la mașini de inducție ia valori de 1,5—2,5).

Cum întrefierul este străbătut de curba Γ de două ori și mașina este simetrică,

$$U_{H\delta} = 2\,\frac{B_\delta(x)}{\mu_0}\,\delta \qquad (2.34)$$

Ținînd cont de (2,30) — (2.34) se obține inducția magnetică dintr-un punct din întrefier la distanța x de axa conductorului

$$B_\delta(x) = \mu_0\,\frac{\theta_\Gamma(x)}{2\delta K_s} = \mu_0\,\frac{\theta_\Gamma(x)}{2\delta'} \qquad (2.35)$$

unde $\delta' = K_s\delta$

Pentru orice curbă Γ considerată $\theta_\Gamma(x) = s_b i$, nu depinde de x și inducția magnetică în întrefier conform (2.35), constantă pe pasul polar este reprezentată în fig. 2.34, *b* prin linia continuă 1. Aceeași curbă la altă scară reprezintă și curba solenației pe pasul polar (tensiunea magnetică a întrefierului δ') egală cu $\vartheta(x) = \frac{1}{2}\theta_\Gamma(x)$.

Pentru ca solenația să aibă o variație în treaptă în dreptul axei conductorului, s-a presupus conductorul infinit subțire ; de asemenea pentru repartiția inducției magnetice conform curbei 1 s-a admis același K_s pentru orice curbă Γ (în realitate $K_s \neq$ ct. și conductoarele nu sînt infinit subțiri, ca urmare curba reală a inducției este reprezentată prin linia întreruptă 2).

În general, într-o mașină electrică la producerea cîmpului magnetic din întrefier, participă mai multe înfășurări plasate în crestături. Dacă într-un punct din întrefier plasat la distanța x de o axă de referință arbitrară se cunoaște solenația totală $\Sigma\theta_\Gamma(x)$ a înfășurărilor, corespunzătoare unei curbe închise Γ suprapusă unei linii de cîmp magnetic, inducția magnetică în punctul considerat este

$$B_\delta(x) = \mu_0\,\frac{\Sigma\theta_{i\Gamma}(x)}{2\delta''} \qquad (2.36)$$

S-a introdus întrefierul de calcul $\delta'' = K_c\delta'$ (cu *coeficientul de întrefier* $K_c > 1$), care ține cont de creșterea reluctanței întrefierului cauzată de prezența crestăturilor.

În cazul maşinilor multipolare solenaţiile $\theta_{i\Gamma}(x)$ se consideră pe întreaga maşină, deci de p ori mai mari decît cele din (2.36) aşa încît, de obicei se operează cu expresia

$$B_\delta(x) = \frac{\mu_0 \Sigma \theta_{i\Gamma}(x)}{2p\delta''(x)} \tag{2.37}$$

În (2.37) s-a luat $\delta''(x)$ deoarece în general întrefierul poate fi variabil pe periferia maşinii. În continuare pentru simplificarea notaţiilor solenaţiilor se renunţă la indicele Γ.

Considerarea ecuaţiei (2.37) simplifică analiza proceselor de bază din maşina reală, înlocuită în calcule cu o maşină cu $\mu_{fe} = \infty$ şi fără crestături. Cunoscînd repartiţiile solenaţiilor (curbele solenaţiilor) înfăşurărilor pe pasul polar $\frac{1}{2p}\theta_i(x)$ se poate determina curba inducţiei magnetice din întrefier $B_\delta(x)$ indiferent de numărul înfăşurărilor.

2.3.1. DETERMINAREA CÎMPULUI MAGNETIC AL UNEI ÎNFĂŞURĂRI PE BAZA CURBEI SOLENAŢIEI

Solenaţia unei înfăşurări se poate determina pe două căi : grafică şi analitică.

1. Determinarea pe cale grafică a solenaţiei unei înfăşurări

Curba solenaţiei corespunzătoare unei înfăşurări plasate în crestături, monofazată sau polifazată, oricît de complicată, se poate determina simplu dacă se cunosc curenţii prin conductoare la un moment dat şi schema înfăşurării. Pentru trasarea curbei, se consideră că solenaţia variază doar în dreptul axelor crestăturilor, în trepte, cu o valoare corespunzătoare curentului total al crestăturii.[1]

Exemplificăm construirea curbei pentru o înfăşurare trifazată întreagă într-un singur strat cu $N_c = 24$, $p = 2$, $m = 3$, străbătută de curenţi sinusoidali simetrici. Distribuţia conductoarelor în crestături rezultă din steaua t.e.m. din fig. 2.23.

În fig. 2.35. *a*. se indică dispunerea laturilor de dus şi de întors ale fazelor, în crestăturile de pe o pereche de poli.

În fig. 2.35, *b* este reprezentată steaua curenţilor pe faze pentru momentul cînd axa de timp AT coincide cu fazorul $\underline{I}_A$ deci cînd curentul fazei A este maxim. Dacă se ia egal cu 1 curentul din laturile de dus notate cu A ale fazei A, curentul în laturile de dus notate cu B, C, ale fazelor B, C este $-\frac{1}{2}$; corespunzător curenţii prin laturile A', B', C' de întors, sînt respectiv -1, $+\frac{1}{2}$, $+\frac{1}{2}$. Pentru construirea curbei solenaţiei se ia o axă de referinţă xx' faţă de care se trasează treptele de solenaţie din axele crestăturilor : în dreptul

[1] Alte detalii în [6], [19[.

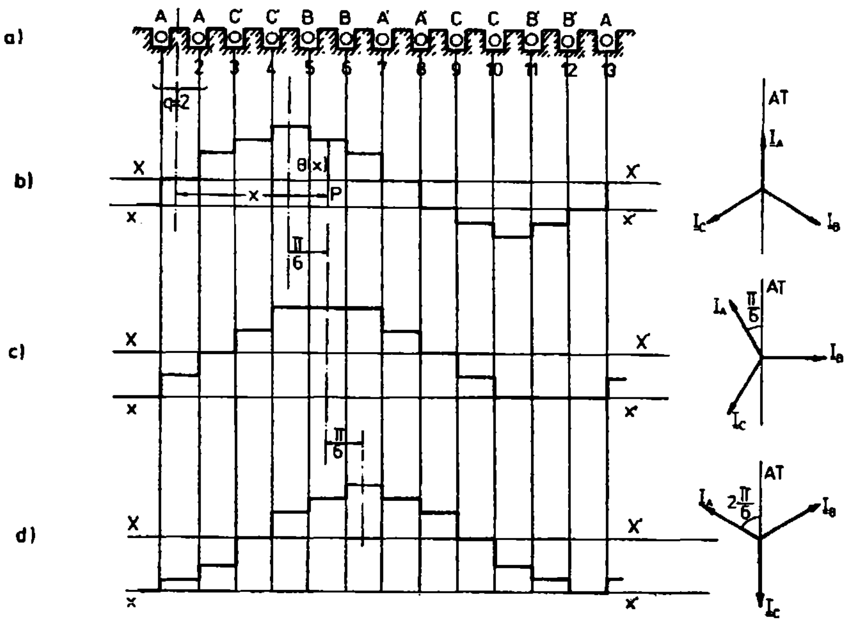


Fig. 2.35. Curba solenației pentru o înfășurare într-un strat cu $N_c = 24$, $p = 2$, $m = 3$.

axelor crestăturilor 1,2 un salt egal cu unitatea, în axele crestăturilor 3,4 salturi de +0,5, în axele crestăturilor 5,6 salturi de — 0,5 ș.a.m.d. Între axele crestăturilor consecutive solenația este constantă. Se obține o curbă în trepte (fig. 2.35, *b*). Axa reală XX' față de care se măsoară solenația corespunzătoare unui pol, se trasează astfel încît să delimiteze împreună cu curba solenației de o parte și de alta două suprafețe egale. Dacă se consideră mijlocul zonei de dus a fazei A (fig. 2.35, *a*), originea de la care se măsoară distanțele pe periferia mașinii, solenația într-un punct P la distanța x este $\frac{1}{2p}\,\theta_i(x) = \vartheta(x)$ și

$$B_\delta(x) = \frac{\mu_0 \vartheta(x)}{\delta''(x)} \tag{2.38}$$

Dacă $\delta''(x) = $ ct., curba $\vartheta(x)$ reprezintă la altă scară curba inducției magnetice din întrefier.

Repartiția în trepte din fig. 2.35, *b* se poate descompune în armonice astfel încît pe lîngă cîmpul magnetic armonică fundamentală (repartizat sinusoidal pe pasul τ) se stabilesc o infinitate de cîmpuri magnetice armonice de ordinul ν repartizate sinusoidal pe pasul $\tau_\nu = \frac{1}{\nu}\,\tau$ (deci cu $p_\nu = \nu p$).

În fig. 2.35, *c* este reprezentată curba solenației pentru un moment următor cînd fazorii curenților s-au rotit cu $\frac{\pi}{6}$. Curenții prin laturile de dus $A,B,C,$ sînt respectiv $\frac{\sqrt{3}}{2}$, 0, $-\frac{\sqrt{3}}{2}$ iar prin A',B',C', au aceleași valori cu semn

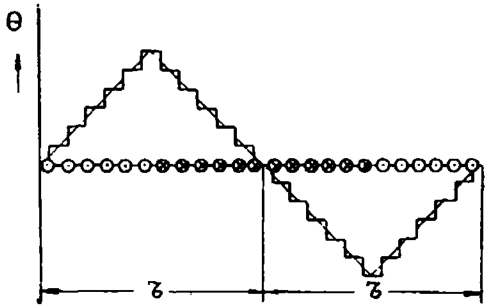


Fig. 2.36. Curba solenaţiei pentru înfăşurarea indusului unei maşini de curent continuu.

schimbat. Curba din fig. 2.35, *d* corespunde rotaţiei cu încă $\frac{\pi}{6}$ a stelei curenţilor.

Se observă că pentru diverse momente, curba solenaţiei îşi modifică forma şi poziţia. La curenţi simetrici, variabili sinusoidal în timp cu pulsaţia ω, axa curbei solenaţiei (fig. 2.35, *b-d*) se deplasează pe periferia maşinii în sensul succesiunii fazelor cu un unghi electric $\alpha_{el} = \omega t$, egal cu unghiul de rotaţie al stelei curenţilor, deci cu un unghi geometric $\alpha_g = \frac{1}{p}\omega t$ sau cu turaţia $n_1 = \frac{\alpha_g}{2\pi t} = \frac{1}{p}\frac{2\pi f t}{2\pi t} = \frac{f}{p}$.

Curbei învîrtitoare a solenaţiei îi corespunde un cîmp magnetic învîrtitor repartizat nesinusoidal pe pasul polar τ a cărui armonică fundamentală are turaţia $n_1 = \frac{f}{p}$. Turaţiile armonicilor superioare ale cîmpului magnetic sînt $n_\nu = \frac{f}{p_\nu} = \frac{f}{\nu p} = \frac{1}{\nu} n_1$ cu atît mai mici cu cît este mai mare ordinul armonicii. Prin turaţia diferită a armonicilor se explică forma variabilă de la un moment la altul a curbei solenaţiei şi inducţiei magnetice corespunzătoare, pe distanţa unui pas polar.

Analog se poate trasa curba solenaţiei şi determina cîmpul magnetic al unei înfăşurări de curent continuu. Cum pe periferia maşinii conductoarele sînt repartizate uniform, se obţine o curbă a solenaţiei de formă triunghiulară în trepte (fig. 2.36). Repartiţia cîmpului magnetic corespunzător este condiţionată de configuraţia circuitului magnetic. În figura 2.37 este reprezentată curba solenaţiei înfăşurării de excitaţie a unei maşini cu poli plini ca cea din fig. 1.1 (cu întrefier constant dacă se neglijează prezenţa crestăturilor). Înfăşurarea este plasată în crestături ce nu ocupă toată periferia inductorului. Se obţine astfel o curbă a solenaţiei trapezoidală în trepte, cu un conţinut

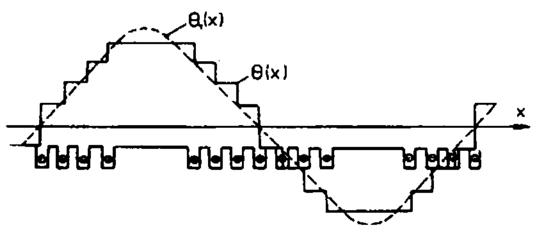


Fig. 2.37. Curba solenaţiei înfăşurării de excitaţie a unei maşini cu poli plini.

redus de armonici superioare spațiale și deci la altă scară o curbă a inducției magnetice B_δ în întrefier apropiată de sinusoidă.

Cîmpul magnetic al înfășurărilor concentrate de curent continuu plasate pe poli aparenți este reprezentat în fig. 1.4 ; pentru întrefier constant sub talpa polară repartiția cîmpului magnetic este practic constantă.

II. Determinarea pe cale analitică a solenației unei înfășurări

Se au în vedere înfășurările mașinilor de curent alternativ.[1]

1. Ne propunem stabilirea pe bază de calcul a expresiei solenației $\frac{1}{2p}$ $\theta(x,t)$ pe pasul polar, a unei înfășurări monofazate într-un strat, străbătută de curentul sinusoidal $i = I\sqrt{2}\,\sin\omega t$. Se consideră mai întîi curba dreptunghiulară de amplitudine $\frac{\theta_b(x,\,t)}{2p} = \frac{is_b}{2}$ (fig.2.34), a solenației pe pol a unei bobine. Repartiția dreptunghiulară poate fi descompusă într-o serie Fourier conținînd doar armonici impare în sinus.

$$\frac{1}{2p}\,\theta_b(x,t) = \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{\theta_{b\nu}(t)}{2p} \sin\frac{\nu\pi}{\tau}\,x$$

unde amplitudinea de ordinul ν a solenației pe întreaga mașină

$$\theta_{b\nu}(t) = 2p\,\frac{2}{\tau}\int_0^{\tau}\frac{\theta_b(x,\,t)}{2p}\sin\frac{\nu\pi}{\tau}\,x\,dx = \frac{4}{\pi}\,\frac{1}{\nu}\,s_b p i = \frac{4\sqrt{2}}{\pi}\,\frac{1}{\nu}\,pIs_b\sin\omega t \quad (2.39)$$

Dacă înfășurarea are q bobine înseriate pe o pereche de poli cu laturile de dus plasate în crestături consecutive, armonicile fundamentale din curbele solenațiilor celor q bobine au aceeași amplitudine și sînt decalate cu unghiul electric $\alpha = \frac{p2\pi}{N_c}$ (fig. 2.38). Amplitudinea pe fază a armonicii fundamentale, dată de suma celor q sinusoide de amplitudine $\theta_{b1}(t)$ decalate cu unghiul α are valoarea $\theta_{f1} = q\theta_{b1}\,k_{b1}$ (vezi §. 2.2.2) ; curba rezultantă trece prin zero la mijlocul zonei celor q bobine.

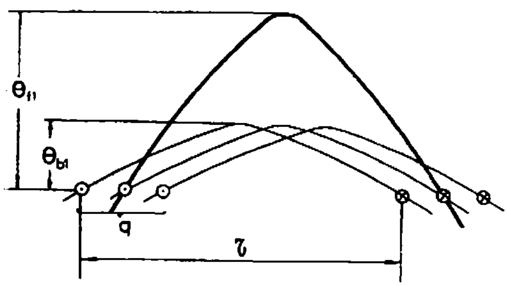


Fig. 2.38. Solenația armonică fundamentală rezultantă a q bobine echidistante înseriate.

[1] A se vedea și [6], [241].

Analog, amplitudinea solenaţiei armonică de ordinul ν pentru toate bobinele fazei (pe întreaga maşină)

$$\theta_{f\nu}(t) = q\theta_{b\nu}(t)K_{b\nu} \tag{2.40}$$

sau ţinînd cont de (2.39)

$$\theta_{f\nu}(t) = \frac{4\sqrt{2}}{\pi}\frac{1}{\nu}NK_{b\nu}I\sin\omega t = \theta_{f\nu}\sin\omega t$$

unde amplitudinea maximă

$$\theta_{f\nu} = \frac{4\sqrt{2}}{\pi}\frac{1}{\nu}NK_{b\nu}I \tag{2.41}$$

Rezultă pentru curba solenaţiei pe pasul polar (pentru curba tensiunii magnetice a întrefierului δ'') a unei înfăşurări monofazate expresia

$$\vartheta_f(x,t) = \sum_{\nu=1}^{\infty}\frac{\theta_{f\nu}}{2p}\sin\frac{\nu\pi}{\tau}x\sin\omega t \tag{2.42}$$

şi dacă δ = ct conform (2.37)

$$B_\delta(x,t) = \Sigma\, B_{\delta max\nu}\sin\frac{\nu\pi}{\tau}x\sin\omega t \tag{2.43}$$

unde

$$B_{\delta max\nu} = \frac{\mu_0\theta_{f\nu}}{2p\delta''} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}\frac{\mu_0}{\nu p\delta''}NK_{b\nu}I \tag{2.44}$$

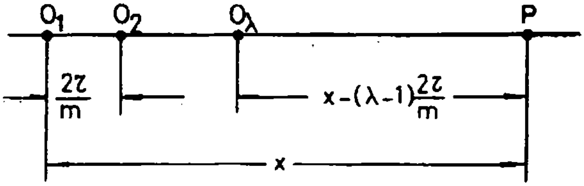
Coeficienţii K_s, K_c din expresia lui δ'' se iau de regulă indiferent de ordinul armonicii ca şi pentru fundamentală.

Amplitudinile armonicilor superioare ale cîmpului magnetic scad cu creşterea ordinului armonicii; ele pot fi reduse de asemenea prin intermediul factorilor de repartizare $K_{b\nu}$. Prin intermediul înfăşurărilor monofazate se pot deci obţine cîmpuri magnetice fixe faţă de înfăşurare, de o repartiţie apropiată de sinusoidă pe pasul polar, variabile în timp în acord cu legea de variaţie a curentului.

2. Solenaţia $\vartheta(x,t)$ pe pasul polar a unei înfăşurări polifazate.

Fie o înfăşurare m fazată simetrică cu axele fazelor simetric decalate cu $\frac{2\tau}{m}$. Curenţii pe fază se consideră că formează un sistem polifazat simetric, încît curentul pe faza 1 este $i_1 = I\sqrt{2}\sin\omega t$ şi pe o fază curentă λ, $i_\lambda = I\sqrt{2}\sin\left[\omega t - (\lambda - 1)\frac{2\pi}{m}\right]$. Se notează cu O_1 punctul de trecere prin zero a solenaţiei fazei 1 şi cu $O_2, O_3, \ldots O_\lambda$, etc, punctele de trecere prin zero a solenaţiilor celorlalte faze (mijloacele zonelor de dus ale fazelor), distanţate consecutiv cu $\frac{2\tau}{m}$ (fig. 2.39). Fie O_1 originea de la care se măsoară distanţele pe periferia maşinii. Solenaţia într-un punct P la distanţa x este dată de suma

Fig. 2.39. Reprezentarea distanțelor pe periferia mașinii la un punct curent P.



solenațiilor tuturor fazelor în punctul considerat. Solenația corespunzătoare fazei curente λ ce trece prin zero la distanța $x-(\lambda-1)\frac{2\tau}{m}$ de punctul P este

$$\vartheta_{f\lambda}(x,\ t) = \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{\theta_{f\nu}}{2p} \sin\frac{\nu\pi}{\tau}\left[x-(\lambda-1)\frac{2\tau}{m}\right]\sin\left[\omega t-(\lambda-1)\frac{2\pi}{m}\right]$$

Solenația rezultantă în punctul P

$$\vartheta(x,\ t) = \sum_{\lambda=1}^{m} \vartheta_{f\lambda}(x,\ t) =$$

$$= \sum_{\lambda=1}^{m}\sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{\theta_{f\nu}}{2p} \sin\left[\frac{\nu\pi}{\tau}x-(\lambda-1)\frac{2\nu\pi}{m}\right]\sin\left[\omega t-(\lambda-1)\frac{2\pi}{m}\right]$$

Se analizează separat armonicile solenației rezultante. Pentru armonica de ordinul ν

$$\vartheta_\nu(x,\ t) = \sum_{\lambda=1}^{m} \frac{\theta_{f\nu}}{2p} \sin\left[\frac{\nu\pi}{\tau}x-(\lambda-1)\frac{2\nu\pi}{m}\right]\sin\left[\omega t-(\lambda-1)\frac{2\pi}{m}\right]$$

sau

$$\vartheta_\nu(x,\ t) = \frac{\theta_{f\nu}}{2p}\cdot\frac{1}{2}\sum_{\lambda=1}^{m}\cos\left[\omega t-\frac{\nu\pi}{\tau}x-(\lambda-1)(\nu-1)\frac{2\pi}{m}\right]-$$

$$-\frac{\theta_{f\nu}}{2p}\cdot\frac{1}{2}\sum_{\lambda=1}^{m}\cos\left[\omega t+\frac{\nu\pi}{\tau}x-(\lambda-1)(\nu+1)\frac{2\pi}{m}\right]$$

Sub semnele sumă avem cîte m mărimi cosinusoidale defazate consecutiv respectiv cu $(\nu-1)\frac{2\pi}{m}$ și $(\nu+1)\frac{2\pi}{m}$. Efectuînd însumarea ca în § 2.2.2. se obține:

$$\vartheta_\nu(x,\ t) = \frac{\theta_{f\nu}}{2p}\cdot\frac{m}{2}K_{BI}\cos\left[\omega t-\frac{\nu\pi}{\tau}x+(\nu-1)(m-1)\frac{\pi}{m}\right]-$$

$$-\frac{\theta_{f\nu}}{2p}\cdot\frac{m}{2}K_{BII}\cos\left[\omega t+\frac{\nu\pi}{\tau}x-(\nu+1)(m-1)\frac{\pi}{m}\right]$$

unde

$$K_{BI} = \frac{\sin m \frac{(\nu - 1)\pi}{m}}{m \sin \frac{(\nu - 1)\pi}{m}}; \qquad K_{BII} = \frac{\sin m \frac{(\nu + 1)\pi}{m}}{m \sin \frac{(\nu + 1)\pi}{m}} \tag{2.46}$$

Dar $K_{BI,II} \neq 0$ doar cînd numitorii sînt egali cu zero, numărătorii fiind nuli pentru orice ν.

Pentru

$$\nu = km + 1 \tag{2.47}$$

rezultă $K_{BI} = 1$, $K_{BII} = 0$ și

$$\vartheta_\nu(x, t) = \frac{\theta_\nu}{2p} \cos\left(\omega t - \frac{\nu\pi}{\tau} x\right) \tag{2.48}$$

unde

$$\theta_\nu = \frac{m}{2} \theta_{f\nu} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{\nu} mNK_{b\nu}I \tag{2.49}$$

este amplitudinea maximă a solenației armonică ν pe întreaga mașină.

Curba solenației armonică de ordinul ν pe pasul polar, dată de (2.48), reprezintă o undă de amplitudine $\frac{\theta_\nu}{2p}$, ce rotește în sensul succesiunii fazelor cu turația $n_\nu = \frac{1}{\nu} n_1$, unde n_1 este turația undei armonică fundamentală. Astfel de undă se numește *undă circulară directă*.

Pentru

$$\nu = km - 1 \tag{2.50}$$

rezultă $K_{BI} = 0$, $K_{BII} = 1$ și

$$\vartheta_\nu(x, t) = -\frac{\theta_\nu}{2p} \cos\left(\omega t + \frac{\nu\pi}{\tau} x\right) \tag{2.51}$$

o *undă circulară inversă* ce rotește în sens invers succesiunii fazelor.

Curba solenației pe pasul polar a unei înfășurări polifazate capătă forma

$$\vartheta(x, t) = \sum_{\nu=km+1} \frac{\theta_\nu}{2p} \cos\left(\omega t - \frac{\nu\pi}{\tau} x\right) - \sum_{\nu=km-1} \frac{\theta_\nu}{2p} \cos\left(\omega t + \frac{\nu\pi}{\tau} x\right) \tag{2.52}$$

Observație. Pentru o înfășurare în două straturi se obțin aceleași relații dar trebuie introdus și factorul de scurtare $K_{y\nu}$ așa încît

$$\theta_{f\nu} = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{\nu} NK_{b\nu}K_{y\nu}I; \qquad \theta_\nu = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{\nu} mNK_{b\nu}K_{y\nu}I \tag{2.53}$$

Dacă δ = ct din (2.37) rezultă

$$B_\delta(x, t) = \sum_{\nu=km+1} B\delta_{max\,\nu} \cos\left(\omega t - \frac{\nu\pi}{\tau} x\right) - \sum_{\nu=km-1} B\delta_{max\,\nu} \cos\left(\omega t + \frac{\nu\pi}{\tau} x\right) \tag{2.54}$$

unde

$$B_{\delta max\,\nu} = \frac{\mu_0 \theta_\nu}{2p\delta''} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{\mu_0}{\nu p\delta''} mNK_{b\nu}K_{y\nu}I \tag{2.55}$$

Cîmpul magnetic al unei înfăşurări polifazate simetrice, străbătută de un sistem de curenţi sinusoidali simetrici în maşina simplificată (cu întrefierul constant δ'' şi $\mu_{fe} = \infty$), este format din o infinitate de unde învîrtitoare de armonică

$$\nu = km \pm 1 \tag{2.56}$$

de turaţie n_ν şi amplitudine $B_{\delta max\,\nu}$, ce rotesc în sensul succesiunii fazelor sau în sens invers după cum pentru obţinerea lui ν se ia semnul (+) sau (—) în (2.56).

Frecvenţa tensiunii induse în înfăşurare de armonicile superioare învîrtitoare ale cîmpului magnetic

$$f_\nu = p_\nu n_\nu = \nu p \frac{1}{\nu} n_1 = pn_1 = f$$

este frecvenţa de bază f.

Importanţă prezintă în primul rînd armonica fundamentală a cîmpului magnetic din întrefier, celelalte armonici de amplitudine mult mai mică (reduse sensibil şi prin intermediul coeficienţilor $K_{b\nu}$, $K_{y\nu}$), fiind incluse în categoria cîmpurilor de dispersie. Ca urmare, prin intermediul unei înfăşurări m fazate simetrice, alimentată cu un sistem simetric de curenţi sinusoidali, se obţine un cîmp magnetic învîrtitor cu un număr de p perechi de poli, de o repartiţie practic sinusoidală pe pasul polar şi de turaţie $n_1 = \frac{f}{p}$.

În concluzie, cîmpul magnetic din întrefier poate fi cunoscut şi deci şi comportarea maşinii electrice în diverse regimuri de funcţionare, dacă se stabilesc curbele solenaţiilor înfăşurărilor. În aceasta constă importanţa principială a determinării lor. Calea analitică permite determinări contitative precise, calea grafică este mai simplă şi aplicabilă pentru orice înfăşurare oricît de complicată.

2.4. CARACTERISTICA MAGNETICĂ A UNEI MAŞINI ELECTRICE

Caracteristica magnetică a unei maşini electrice reprezintă curba $\Phi = f(\theta)$ unde Φ este fluxul polar iar θ solenaţia corespunzătoare necesară. Un interes particular prezintă *caracteristica magnetică la mersul în gol* al maşinii $\Phi = f(\theta_e)$ cînd curentul din indus este nul şi solenaţia de magnetizare pe întreaga maşină este asigurată de înfăşurarea de excitaţie.[1]

Datorită variaţiei permeabilităţii fierului, nu se poate determina direct fluxul Φ corespunzător unei solenaţii date şi în acest caz se procedează după cum urmează : se consideră diferite valori pentru fluxul polar şi se determină

[1] A se vedea [241].

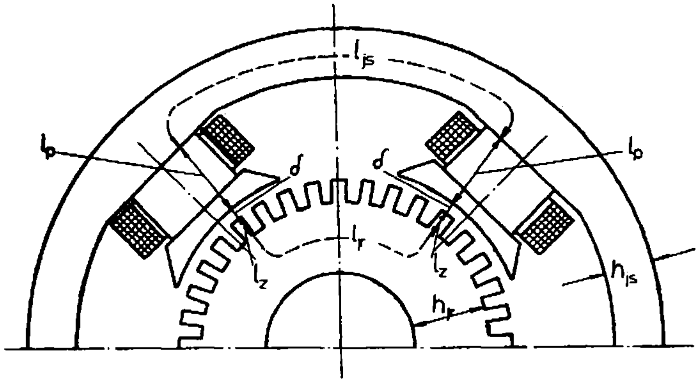


Fig. 2.40. Circuitul magnetic al unei maşini cu poli aparenţi.

solenaţiile corespunzătoare, trasînd pe această cale, punct cu punct caracteristica magnetică. Această metodă este generală, indiferent că maşina este cu poli plini sau aparenţi, dacă partea inductoare este plasată în stator sau rotor.

Se consideră pentru exemplificare în fig. 2.40 o porţiune din circuitul magnetic al unei maşini cu poli aparenţi în stator. S-a reprezentat cu linie întreruptă traseul unei linii medii de cîmp a unei perechi de poli.

Pentru ridicarea caracteristicii $\Phi = f(\theta_e)$, se împarte traseul liniei de cîmp în porţiuni pe cît posibil de aceeaşi inducţie magnetică. Problema determinării solenaţiei se reduce la calculul tensiunilor magnetice corespunzătoare diverselor porţiuni.

În fig. 2.40 porţiunile limitate prin săgeţi sînt : jugul statoric, jugul rotoric şi întrefierul, miezul polului, dinţii rotorului, de cîte două ori.

Tensiunea magnetomotoare U_H de-a lungul liniei de cîmp, sumă a tensiunilor magnetice, este egală cu solenaţia $\frac{1}{p}\theta_e$ a înfăşurării de excitaţie de pe o pereche de poli

$$U_H = U_{Hjs} + U_{Hjr} + 2(U_{H\delta} + U_{Hp} + U_{Hz}) = \frac{1}{p}\theta_e \qquad (2.57)$$

Pentru fiecare valoare a fluxului se calculează tensiunile magnetice ale porţiunilor şi pe baza relaţiei (2.57) solenaţia de excitaţie necesară ; se obţine caracteristica căutată $\Phi = f(\theta_e)$ reprezentată în fig. 2.41.

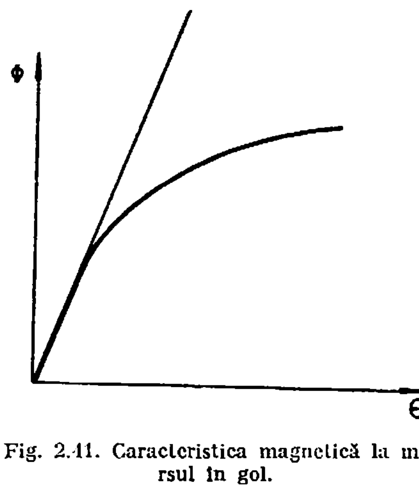


Fig. 2.41. Caracteristica magnetică la mersul în gol.

Particularităţile ridicării caracteristicii de gol la diverse tipuri de maşini se referă la modul de împărţire în porţiuni a circuitului magnetic şi de calcul al tensiunilor magnetice.

Se observă că pe prima parte a curbei $\Phi = f(\theta_e)$, fluxul se modifică aproape linear cu solenaţia de excitaţie ; la creşterea în continuare a solenaţiei, intervine saturaţia circuitului magnetic şi fluxul creşte mai încet, tinzînd spre o valoare limită de saturaţie, practic independentă de excitaţie.

La dimensionarea maşinii se urmăreşte să se obţină punctul de funcţionare pe cotul caracteristicii de magnetizare. Plasarea pe prima parte, lineară, corespunde unei maşini slab solicitată magnetic (cu fier mult), invers, plasarea în zona saturată necesită înfăşurări de excitaţie voluminoase ce scumpesc maşina.

2.5. INDUCTIVITĂŢILE MAŞINILOR ELECTRICE

Pentru stabilirea ecuaţiilor de funcţionare ale maşiniilor electrice, trebuiesc cunoscuţi parametrii înfăşurărilor : rezistenţele şi inductivităţile. Calculul rezistenţelor circuitelor se face simplu dacă se cunosc lungimile, secţiunile şi materialul conductoarelor. Determinarea inductivităţilor este mai dificilă şi se face în anumite ipoteze de calcul.

În teoria tehnică a maşinilor electrice, se operează cu inductivităţile principale şi de dispersie.

Inductivitatea principală a unei înfăşurări, corespunde cîmpului magnetic principal al înfăşurării, repartizat oricum pe pasul polar τ, care traversează întrefierul şi înlănţuie înfăşurări din ambele părţi. *Inductivitatea principală utilă*, corespunde armonicii fundamentale din întrefier a cîmpului magnetic principal al înfăşurării.

Inductivitatea de dispersie a unei înfăşurări corespunde cîmpului magnetic de dispersie al înfăşurării ce înlănţuie doar înfăşurarea considerată sau parţial şi alte înfăşurări.

Obişnuit în studiul maşinilor electrice de curent alternativ se consideră cîmp magnetic principal, doar armonica fundamentală de spaţiu din întrefier şi ca urmare, inductivitatea principală a înfăşurării se confundă cu inductivitatea principală utilă. În acest caz, în calculul inductivităţii de dispersie a unei înfăşurări plasate în crestături, se au în vedere următoarele componente pentru cîmpul de dispersie :

1. cîmpul de dispersie al crestăturii, ale cărui linii se închid prin crestătură de la un perete la altul şi prin miezul feromagnetic pe la baza crestăturii ;
2. cîmpul de dispersie al capetelor de dinţi ;
3. cîmpul de dispersie al părţilor frontale ;
4. cîmpul armonicilor superioare de spaţiu din întrefier, produse de înfăşurare (cîmpul scăpărilor diferenţiale). În calculul scăpărilor diferenţiale se neglijează în general armonicile introduse de neuniformitatea întrefierului (determinată de crestarea armăturilor).

În fig. 2.42 sînt indicate liniile primelor trei componente ale cîmpului de dispersie. Determinarea inductivităţilor corespunzătoare componentelor cîmpului de dispersie se face pe bază de calcul în anumite ipoteze simplificatoare sau prin măsurători pe modele ; inductivitatea totală de dispersie, sumă a inductivi-

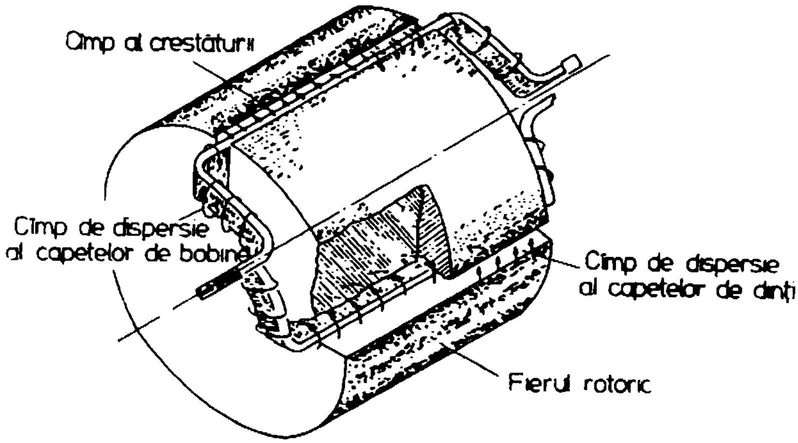


Fig. 2.12. Componentele cîmpului de dispersie al unei bobine plasată în crestătură.

tăţilor parţiale rezultă în funcţie de configuraţia înfăşurării şi goemetria maşinii.[1]

În cazul a două înfăşurări (ν, λ) cuplate magnetic, relaţia dintre inductivităţi este de forma

$$L_{\nu\lambda} = L_{\nu\lambda h} + L_{\nu\lambda\sigma} \tag{2.58}$$

unde $L_{\nu\lambda}$, $L_{\nu\lambda h}$, $L_{\nu\lambda\sigma}$ sînt respectiv inductivitatea mutuală totală, principală şi de disperise.

2.5.1. CALCULUL INDUCTIVITĂŢII PRINCIPALE (UTILE) A UNEI ÎNFĂŞURĂRI MONOFAZATE

Deoarece doar armonica de bază a cîmpului magnetic participă la transferul de energie, se consideră ca inductivitate principală (utilă) a înfăşurării L_{11h}, inductivitatea corespunzătoare unui cîmp sinusoidal pe pasul polar.

Dacă ψ_{11h} este fluxul armonicii fundamentale ce înlănţuie înfăşurarea, produs de curentul i al înfăşurării, atunci inductivitatea principală

$$L_{11h} = \frac{\psi_{11h}}{i} \tag{2.59}$$

Dar amplitudinea Ψ_{11h} a fluxului, $\Psi_{11h} = N K_{B1} \Phi_1$ unde $\Phi_1 = \frac{2}{\pi} B_\delta \tau L_i$

Avem de asemenea $B_\delta = \frac{\mu_0 \Theta}{2p\delta''}$ şi $\Theta = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} N K_{b1} K_{y1} I$

Exprimînd inductivitatea principală în forma

$$L_{11h} = \frac{\Psi_{11h}}{I\sqrt{2}}$$

[1] Pentru amănunte a se vedea [3], [24I].

se obține

$$L_{11h} = \frac{4\mu_0}{\pi^2}(NK_{B1})^2 \frac{\tau \cdot L_i}{K_{c1}p\delta''} \tag{2.60}$$

Pentru inductivitatea corespunzătoare armonicii de ordinul ν a cîmpului magnetic din întrefier $L_{11h\nu}$ se obține o expresie analoagă celei din (2.60) luînd factorul de înfășurare corespunzător ordinului armonicii și pasul $\tau_\nu = \frac{1}{\nu}\tau$

$$L_{11h\nu} = \frac{4\mu_0}{\pi^2}\left(\frac{NK_{B\nu}}{\nu}\right)^2 \frac{\tau \cdot L_i}{p\delta'' K_{c\nu}}$$

Inductivitatea

$$L_{01} = \sum_{\nu=2}^{\infty} L_{11h\nu} = \frac{4\mu_0}{\pi^2}\frac{\tau L_i}{p\delta''}N^2 \sum_{\nu=2}^{\infty}\left(\frac{K_{B\nu}}{\nu}\right)^2 \frac{1}{K_{c\nu}} \tag{2.61}$$

corespunde scăpărilor diferențiale și se consideră cum s-a convenit, ca o componentă a inductivității de dispersie a unei înfășurări monofazate.

2.5.2. CALCULUL INDUCTIVITĂȚII PRINCIPALE (UTILE) A UNEI ÎNFĂȘURĂRI POLIFAZATE

Ca și mai sus se consideră ca inductivitate principală a înfășurării L_{1h} inductivitatea corespunzătoare armonicii fundamentale a cîmpului. Cum la alimentarea simultană a celor m faze fluxul rezultant învîrtitor este $\frac{m}{2}$ ori fluxul unei singure faze, în același raport crește și inductivitatea principală L_{1h} pe care o prezintă o fază în cîmpul învîrtitor (numită și *inductivitate ciclică utilă*) așa încît

$$L_{1h} = \frac{m}{2}L_{11h} = \frac{2\mu_0}{\pi^2}m(NK_{B1})^2 \frac{\tau L_i}{pK_{c1}\delta''} \tag{2.62}$$

Analog pentru armonica ν

$$L_{1h\nu} = \frac{m}{2}L_{11h\nu} = \frac{2\mu_0}{\pi^2}m\left(\frac{NK_{B\nu}}{\nu}\right)^2 \frac{\tau L_i}{pK_{c\nu}\delta''}$$

Ca mai sus inductivitatea de scăpări diferențiale

$$L_{0m} = \sum_{\nu=2}^{\infty} L_{1h\nu} = \frac{2\mu_0}{\pi^2}m\frac{\tau L_i}{p\delta''}N^2 \sum_{\nu=2}^{\infty}\left(\frac{K_{B\nu}}{\nu}\right)^2 \frac{1}{K_{c\nu}} \tag{2.63}$$

se înglobează în inductivitatea totală de dispersie a unei înfășurări polifazate.

2.6. ECUAŢIILE GENERALE ALE MAŞINILOR DE CURENT ALTERNATIV FĂRĂ COLECTOR

2.6.1. ECUAŢIILE GENERALE ÎN VALORI MOMENTANE.

Fie în cazul general o maşină polifazată cu m înfăşurări în stator, m' înfăşurări în rotor şi întrefier variabil. Se notează în continuare cu indicele (′) mărimile ce se referă la rotor.

Se urmăreşte stabilirea relaţiilor dintre curenţii şi tensiunile înfăşurărilor, precum şi a ecuaţiei de mişcare, pe baza cărora se poate preciza comportarea maşinii în orice regim de funcţionare. Se neglijează saturaţia şi pierderile în miezul feromagnetic.

În fig. 2.43 sînt figurate schematic înfăşurările statorice şi rotorice. Poziţia rotorului ce roteşte cu viteza unghiulară Ω faţă de stator, este dată de unghiul electric β dintre o axă de referinţă statorică As şi o axă solidară cu rotorul Ar. În figură axele As, Ar s-au luat suprapuse axelor fazelor statorică şi rotorică 1 şi 1′. Poziţia înfăşurărilor statorică λ şi rotorică λ' pe periferia maşinii este dată de unghiurile electrice curente β_λ, $\beta_{\lambda'}$, luate faţă de axele de referinţă alese As, Ar.

La asocierea sensurilor pozitive corepunzător sursei, pentru fazele curente λ, λ', se pot stabili relaţiile

$$u_\lambda = -R_\lambda i_\lambda - \frac{d\psi_\lambda}{dt}; \qquad u_{\lambda'} = -R_{\lambda'} i_{\lambda'} - \frac{d\psi_{\lambda'}}{dt} \tag{2.64}$$

unde $\lambda = 1 \div m$, $\lambda' = 1' \div m'$

În (2.64) u_λ, $u_{\lambda'}$, i_λ, $i_{\lambda'}$ — tensiunile la borne şi curenţii înfăşurărilor ; R_λ, $R_{\lambda'}$ — rezistenţele electrice ; ψ_λ, $\psi_{\lambda'}$ — fluxurile totale.

Dar

$$\psi_\lambda = \psi_{\lambda\sigma} + \psi_{\lambda h}, \qquad \psi_{\lambda'} = \psi_{\lambda'\sigma} + \psi_{\lambda' h} \tag{2.65}$$

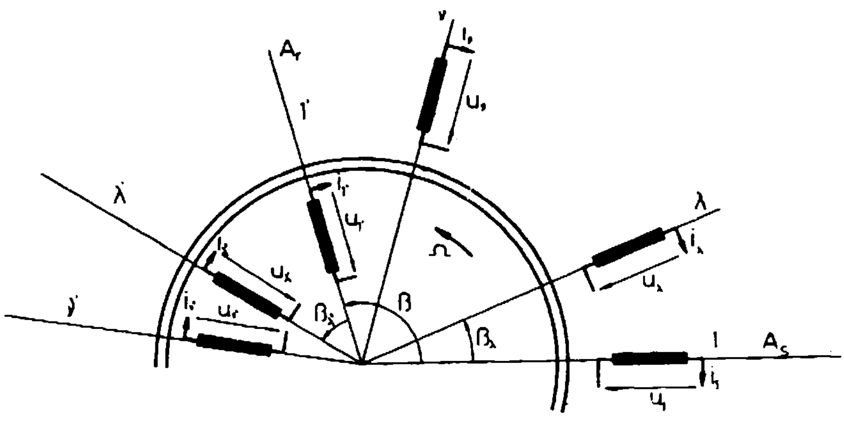


Fig. 2.43. Înfăşurările statorice şi rotorice ale unei maşini polifazate.

Fluxurile principale $\psi_{\lambda h}$, $\psi_{\lambda' h}$ se pot exprima în funcție de curenți și inductivitățile mutuale principale

$$\psi_{\lambda h} = \sum_{\nu=1}^{m} L_{\nu\lambda h}\, i_{\nu} + \sum_{\nu'=1'}^{m'} L_{\nu'\lambda h}\, i_{\nu'}$$

$$\psi_{\lambda' h} = \sum_{\nu=1}^{m} L_{\nu\lambda' h} i_{\nu} + \sum_{\nu'=1}^{m'} L_{\nu'\lambda' h} i_{\nu'} \tag{2.66}$$

Analog pentru fluxurile de dispersie $\psi_{\lambda\sigma}$, $\psi_{\lambda'\sigma}$ în funcție de curenți și inductivitățile mutuale și proprii de dispersie.

$$\psi_{\lambda\sigma} = \sum_{\nu=1}^{m} L_{\nu\lambda\sigma}\, i_{\nu} + \sum_{\nu'=1}^{m'} L_{\nu'\lambda\sigma} i_{\nu'} + l_{\lambda\sigma} i_{\lambda}$$

$$\psi_{\lambda'\sigma} = \sum_{\nu=1}^{m} L_{\nu\lambda'\sigma} i_{\nu} + \sum_{\nu'=1}^{m'} L_{\nu'\lambda'\sigma} i_{\nu'} + l_{\lambda'\sigma} i_{\lambda'} \tag{2.67}$$

Înlocuind în (2.64) expresiile (2.66), (2.67) rezultă relațiile căutate dintre curenți și tensiuni.

La acestea se adaugă *ecuația de mișcare*. Dacă M este cuplul electromagnetic, M_m — cuplul mecanic la arbore iar J momentul de inerție al maselor în rotație, se poate stabili ecuația de mișcare sub forma

$$M + M_m = J \frac{d\Omega}{dt} = J \frac{1}{p} \frac{d^2\beta}{dt^2} \tag{2.68}$$

pentru M, M_m considerate pozitive în sensul rotației.

Cuplul electromagnetic rezultă din teoria forțelor generalizate

$$M = p \left(\frac{\partial W_m}{\partial \beta} \right)_{i\, =\, ct}$$

în care energia magnetică a mașinii

$$W_m = \frac{1}{2} \sum_{1}^{m} \psi_{\lambda} i_{\lambda} + \frac{1}{2} \sum_{1'}^{m'} \psi_{\lambda'} i_{\lambda'} \tag{2.69}$$

Din relațiile (2.64) și (2.69), în care s-au înlocuit fluxurile prin valorile lor din (2.66), (2.67) se formează un sistem de $(m + m' + 1)$ ecuații. Dacă se dau tensiunile la borne și cuplul M_m la arbore, rezultă $(m + m' + 1)$ necunoscute (m curenți statorici, m' curenți rotorici și unghiul β) și pe această bază comportarea mașinii poate fi precizată.

În (2.66), (2.67) inductivitățile mutuale principale L_{klh} dintre înfășurările k, l, și cele de dispersie $L_{kl\sigma}$ în cazul general sînt mărimi variabile, dependente de poziția relativă a înfășurărilor k, l și de poziția rotorului față de stator și în consecință ecuațiile diferențiale (2.64) sînt neliniare ceea ce complică sensibil studiul.

În mod normal, mașinile electrice se execută pe cît posibil simetrice. Prin dimensionarea judicioasă a înfășurărilor, efectul armonicilor de spațiu din

curba inducţiei magnetice din întrefier este redus şi pe această bază se admite o repartiţie sinusoidală pe pasul polar.

Aceasta presupune că înfăşurările sînt repartizate sinsusoidal, circuitul magnetic este nesaturat şi întrefierul maşinii este constant pe pasul polar. În aceste ipoteze sistemul ecuaţiilor (2.64) — (2.69) capătă o formă mai simplă şi poate fi mai uşor integrat prin alegerea unor axe de referinţă convenabile şi corespunzător, a unor schimbări potrivite de variabile.

2.6.2. VECTORUL COMPLEX REPREZENTATIV

Se introduce în cele ce urmează *vectorul complex reprezentativ* (*fazorul reprezentativ*) prin intermediul căruia se simplifică analiza proceselor în cazul general.[1]

Se consideră o maşină trifazată simetrică cu axele fazelor statorice a, b, c, dispuse la $\frac{2\pi}{3}$ radiani electrici (fig. 2.44) şi fie y_a, y_b, y_c nişte mărimi scalare variabile oricum în timp astfel încît

$$y_a + y_b + y_c = 0\,; \qquad (2.70)$$

ele pot fi curenţii, fluxurile, tensiunile, aferente fazelor corespunzătoare.

Se consideră 3 axe, t_a, t_b, t_c, rotite cu $\frac{2\pi}{3}$ in în sens trigonometric şi se asociază sistemului axelor un plan complex a cărui axă reală coincide cu axa t_a.

Se defineşte vectorul complex reprezentativ

$$\underline{y} = \frac{2}{3}(y_a + a y_b + a^2 y_c) \qquad (2.71)$$

unde $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$, $a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$.

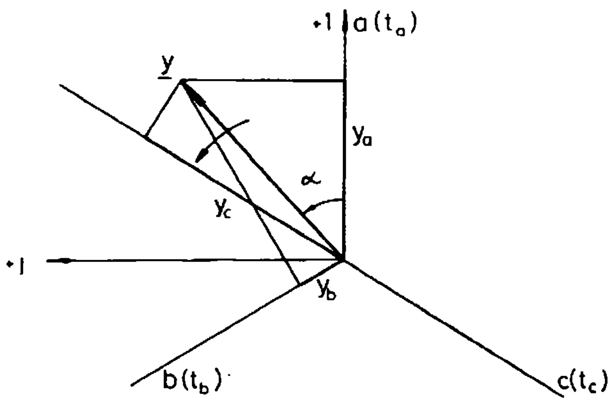


Fig. 2.44. Reprezentarea în planul complex a fazorului reprezentativ.

Proiecţiile lui pe cele trei axe, determină valorile momentane y_a, y_b, y_c. Astfel, cum axa t_a coincide cu axa reală, trebuie

$$y_a = \mathrm{Re}(\underline{y}) = \frac{2}{3}\mathrm{Re}\left[y_a + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)y_b + \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)y_c\right]$$

şi ţinînd cont de (2.70) rezultă într-adevăr

$$\mathrm{Re}(\underline{y}) = y_a \tag{2.72}$$

Analog se observă simplu că proiecţiile lui $\underline{y}$ pe axele t_b, t_c, determină pe y_b, y_c. În consecinţă, la mărimi date y_i $(i = a, b, c)$, astfel încît să respecte relaţia (2.70) se poate defini conf. (2.71) în planul complex ales, vectorul complex reprezentativ şi reciproc, cunoscînd vectorul complex reprezentativ se pot determina mărimile de fază. La o variaţie oricum în timp a mărimilor y_i, vectorul are o amplitudine variabilă şi o viteză de rotaţie de asemenea variabilă faţă de axele considerate.

La maşinile electrice, presupuse cu înfăşurările repartizate sinusoidal, nesaturate şi cu întrefier constant, curenţii înfăşurărilor determină unde învîrtitoare pentru solenaţiile rezultante, cîmpul magnetic principal, etc., repartizate sinusoidal pe pasul polar. Aceste unde învîrtitoare pot fi de asemenea reprezentate prin intermediul vectorului complex reprezentativ, dacă în particular axele de timp sînt suprapuse axelor fazelor a, b, c, rotite la maşinile simetrice tot cu $\frac{2\pi}{3}$ radiani electrici (fig. 2.44). În acest caz vectorul complex capătă caracter şi de vector spaţial ce roteşte într-un plan perpendicular pe axul maşinii, cu viteza de deplasare a undei ; în orice moment el este orientat radial, de-a lungul amplitudinii maxime. Prin proiecţiile pe cele trei axe se obţin valorile momentane ale mărimilor y_i, iar prin direcţie şi amplitudine este caracterizată poziţia spaţială şi amplitudinea undei învîrtitoare rezultante a mărimilor y_i.

Desigur, ţinînd cont de relaţia ce leagă unghiurile electrice şi geometrice, la rotirea cu unghiul α a vectorului complex, unda pe care o reprezintă roteşte la periferia maşinii cu unghiul la centru $\frac{1}{p}\alpha$. Pe această bază se poate urmări simultan desfăşurarea proceselor în timp şi spaţiu din maşină.

În continuare se vor considera cele două sisteme de axe (a, b, c), (t_a, t_b, t_c) suprapuse, astfel încît vectorul reprezentativ are atît caracter de vector temporal cît şi spaţial. El se numeşte în acest caz *vector (fazor) reprezentativ spaţio-temporal.*

Dacă mărimile y_i variază sinusoidal în timp şi formează un sistem trifazat simetric de forma

$$y_a = Y\cos(\omega t + \varphi_a)$$

$$y_b = Y\cos\left(\omega t + \varphi_a - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$y_c = Y\cos\left(\omega t + \varphi_a - \frac{4\pi}{3}\right)$$

rezultă înlocuind în (2.71)

$$\underline{y} = Y[\cos(\omega t + \varphi_a) + j\sin(\omega t + \varphi_a)] = Ye^{j(\omega t + \varphi_a)} = \underline{y}_a = \underline{Y}_a e^{j\omega t} \tag{2.73}$$

în acest caz particular, vectorul reprezentativ are o amplitudine constantă şi roteşte cu viteză unghiulară constantă; unda spaţială pe care o reprezintă este o undă învîrtitoare circulară.

În (2.73) $\underline{y}_a$, $\underline{Y}_a$ sînt respectiv fazorul temporal Fresnel şi fazorul temporal în complex simplificat, aferenţi mărimii y_a (a cărei axă a fost considerată axa reală a planului complex).

Dacă mărimile y_i variabile sinusoidal în timp, formează un sistem trifazat nesimetric cu respectarea condiţiei (2.70), vectorul complex reprezentativ se stabileşte în funcţie de componentele de succesiune directă şi inversă.

Avem

$$\underline{Y}_1 = \frac{1}{3}(\underline{Y}_a + a\underline{Y}_b + a^2\underline{Y}_c)$$

$$\underline{Y}_2 = \frac{1}{3}(\underline{Y}_a + a^2\underline{Y}_b + a\underline{Y}_c)$$

Înmulţind în ambii membri cu $e^{j\omega t}$, fazorii în complex simplificat se înlocuiesc cu fazorii Fresnel corespunzători,

$$\underline{y}_1 = \frac{1}{3}(\underline{y}_a + a\underline{y}_b + a^2\underline{y}_c)$$

$$\underline{y}_2 = \frac{1}{3}(\underline{y}_a + a^2\underline{y}_b + a\underline{y}_c)$$

şi fie $\underline{y}_2^*$ fazorul complex conjugat cu $\underline{y}_2$

$$\underline{y}_2^* = \frac{1}{3}(\underline{y}_a^* + a\underline{y}_b^* + a^2\underline{y}_c^*)$$

Însumînd fazorii $\underline{y}_1$, $\underline{y}_2^*$ se obţine

$$\underline{y}_1 + \underline{y}_2^* = \frac{1}{3}\ \underline{y}_a + \underline{y}_a^* + a\ (\underline{y}_b + \underline{y}_b^*) + a^2(\underline{y}_c + \underline{y}_c^*)] \tag{2.74}$$

Dar

$$\underline{y}_a + \underline{y}_a^* = Y_a e^{j(\omega t + \varphi_a)} + Y_a e^{-j(\omega t + \varphi_a)} = 2Y_a\cos(\omega t + \varphi_a) = 2y_a$$

şi analog

$$\underline{y}_b + \underline{y}_b^* = 2y_b, \quad \underline{y}_c + \underline{y}_c^* = 2y_c$$

şi înlocuind în (2.74)

$$\underline{y}_1 + \underline{y}_2^* = \frac{2}{3}(y_a + ay_b + a^2y_c)$$

sau ţinînd cont de (2.71)

$$\underline{y} = \underline{y}_1 + \underline{y}_2^* = \underline{Y}_1 e^{j\omega t} + \underline{Y}_2^* e^{-j\omega t} \tag{2.75}$$

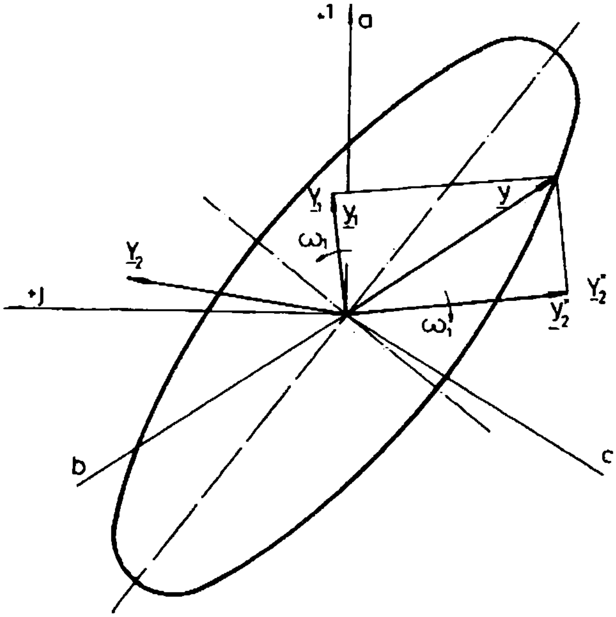


Fig. 2.45. Determinarea lui $\underline{y}$ în funcție de componentele de succesiune directă și inversă.

Construcția lui $\underline{y}$ în sistemul de axe ales se face după cum urmează (fig. 2.45). Se reprezintă fazorii $\underline{Y}_1$, $\underline{Y}_2$ și fazorul complex conjugat $\underline{Y}_2^*$ simetricul lui $\underline{Y}_2$ față de axa reală ; se înlocuiesc fazorii în complex simplificat $\underline{Y}_1$, $\underline{Y}_2^*$ prin fazorii Fresnel,

$$\underline{y}_1 = \underline{Y}_1 e^{j\omega t},\ \underline{y}_2^* = \underline{Y}_2^* e^{-j\omega t}.$$

Suma $(\underline{y}_1 + \underline{y}_2^*)$ determină în fiecare moment fazorul reprezentativ $\underline{y}$ în mărime și direcție. Cum fazorii $\underline{y}_1$, $\underline{y}_2^*$ rotesc față de sistemul de axe cu viteza unghiulară ω în sensuri opuse, rezultă că vîrful lui $\underline{y}$ descrie o elipsă ale cărei axe au o lungime cît suma respectiv diferența amplitudinilor fazorilor $\underline{Y}_1$, $\underline{Y}_2^*$; direcția axei mari este dată de bisectoarea unghiului dintre $\underline{Y}_1$ și $\underline{Y}_2^*$.

Dacă $\underline{Y}_1 = \underline{Y}_2$ elipsa degenerează într-o dreaptă.

Dacă mărimile y_i formează un sistem trifazat simetric doar de succesiune directă sau inversă, vîrful lui $\underline{y}$ descrie un cerc și rotește cu viteză constantă, egală cu pulsația, în sensul succesiunii fazelor respectiv în sens invers.

O ultimă observație privește cazul cînd mărimile y_i nu satisfac condiția (2.70). Se definește mărimea

$$y_o = \frac{1}{3}(y_a + y_b + y_c) \tag{2.76}$$

astfel încît valorile momentane pe faze vor fi $y_a + y_o$, $y_b + y_o$, $y_c + y_o$ iar vectorul complex

$$\underline{y} = \frac{2}{3}[(y_a + y_o) + a(y_b + y_o) + a^2(y_c + y_o)] = \frac{2}{3}(y_a + a y_b + a^2 y_c)$$

Rezultă că vectorul complex nu se modifică în prezența mărimii y_o al cărei efect trebuie considerat separat.

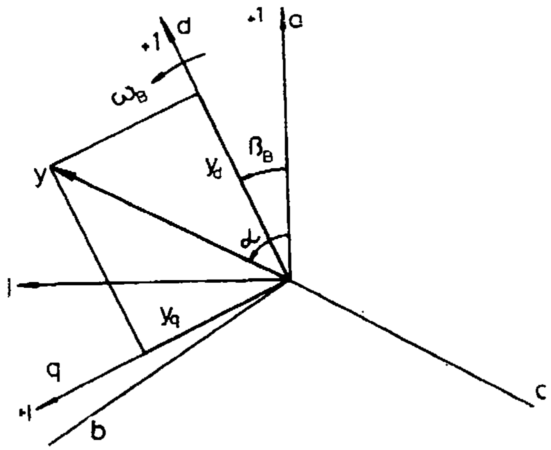


Fig. 2.46. Explicativă la trecerea într-un alt sistem de coordonate.

În reprezentările de mai sus ne-am referit la un sistem de coordonate legat de înfăşurarea statorică, a cărui axă reală a coincis cu axa fazei a. Uneori în analiza diverselor regimuri de funcţionare ale maşinilor electrice, este mai comodă utilizarea unui sistem de coordonate fie rigid legat de rotor, fie în cazul general, rotitor cu o viteză oarecare.

Fie (fig. 2.46) sistemul învîrtitor de axe ortogonale d, q, în care axa d se ia drept axa reală şi β_B unghiul dintre axele reale ale sistemelor de coordonate fix şi cel învîrtitor cu o viteză unghiulară oarecare $\omega_B = \frac{d\beta_B}{dt}$.

Se notează $\underline{y}$ vectorul complex reprezentativ în sistemul fix de coordonate şi $\underline{y}_B$ în sistemul mobil.

Cum α este unghiul de poziţie al lui $\underline{y}$ şi $(\alpha - \beta_B)$ este unghiul de poziţie al lui $\underline{y}_B$, trecerea vectorului reprezentativ dintr-un sistem de axe în altul se face conform relaţiei

$$\underline{y}_B = \underline{y}e^{-j\beta_B} \tag{2.77}$$

În sistemul învîrtitor de axe se poate scrie

$$\underline{y}_B = y_d + jy_q \tag{2.78}$$

unde y_d, y_q sînt proiecţiile după axele d, q, zise *componente longitudinale* şi *transversale* ale mărimilor scalare y_a, y_b, y_c.

Observaţie. Dacă mărimile y_a, y_b, y_c variază sinusoidal în timp cu pulsaţia ω_1 şi formează un sistem trifazat simetric, din (2.73) şi (2.77) rezultă

$$\underline{y}_B = \underline{Y}_a e^{j\omega_1 t} \cdot e^{-j\beta_B} = \underline{Y}_a e^{j(\omega_1 t - \beta_B)}$$

Cînd sistemul mobil de axe roteşte cu o viteză unghiulară constantă ω_B, rezultă $\beta_B = \omega_B t$ şi

$$\underline{y}_B = \underline{Y}_a e^{j(\omega_1 - \omega_B)t} \tag{2.79}$$

În cazul particular $\omega_B = \omega_1$, în sistemul de axe d, q vectorul complex $\underline{y}_B$ rezultă fix, împrejurare utilă într-o serie de aplicaţii.

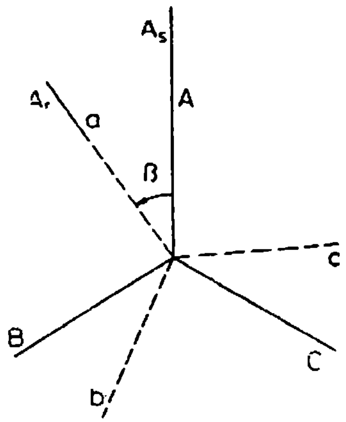


Fig. 2.47. Reprezentarea schematică a axelor statorice şi rotorice ale unei maşini trifazate simetrice.

2.6.3. ECUAŢIILE GENERALE ÎN COMPLEX

Fie o maşină trifazată simetrică ($m = m' = 3$) ce îndeplineşte condiţiile din 2.1.1. În fig. 2.47 axele fazelor statorice λ ($\lambda = A,\ B,\ C$) sînt rotite cu unghiul β faţă de axele fazelor rotorice λ' ($\lambda' = a,\ b,\ c$).

Se stabilesc ecuaţiile generale prin intermediul vectorilor complecşi reprezentativi.

2.6.3.1. EXPRESIILE ÎN COMPLEX ALE FLUXURILOR REZULTANTE STATORICE ŞI ROTORICE

Dacă înfăşurările sînt repartizate sinusoidal, inductivităţile mutuale principale L_{klh} sînt date de expresiile

$$L_{\nu\lambda h} = L_{AAh}\cos(\beta_\lambda + \beta_\nu)\,;\quad L_{\nu'\lambda' h} = L_{aah}\cos(\beta_{\lambda'} - \beta_{\nu'})$$

$$L_{\nu\lambda' h} = L_{Aah}\cos(\beta_{\lambda'} - \beta_\nu)\,;\quad L_{\nu'\lambda h} = L_{aAh}\cos(\beta_\lambda - \beta_{\nu'}) \qquad (2.80)$$

unde L_{AAh}, L_{aah}, L_{Aah}, L_{aAh}, sînt inductivităţile proprii şi mutuale principale maxime.

Fie de asemenea l_σ, $L_{AA\sigma}$, inductivităţile de dispersie corespunzătoare cîmpului propriu se înlănţuie numai o fază statorică, respectiv inductivitatea de dispersie mutuală maximă corespunzătoare liniilor de cîmp ce înlănţuie doar înfăşurarea statorică şi $l_{\sigma'}$, $L_{aa\sigma}$ mărimile pentru o fază rotorică; se consideră că nu există fluxuri de dispersie mutuală între înfăşurările statorice şi rotorice şi ca mai sus că

$$L_{\nu\lambda\sigma} = L_{AA\sigma}\cos(\beta_\lambda + \beta_\nu)\,;\quad L_{\nu'\lambda'\sigma} = L_{aa\sigma}\cos(\beta_{\lambda'} - \beta_{\nu'}) \qquad (2.81)$$

Se observă că la maşina trifazată unghiurile consecutive (β_λ, β_ν), ($\beta_{\lambda'}$, $\beta_{\nu'}$), diferă între ele cu $\dfrac{2\pi}{3}$.

Cu aceste notaţii se poate scrie pentru fluxul de disperie al fazei A conform rel. (2.67).

$$\psi_{A\sigma} = l_\sigma i_A + L_{AA\sigma} i_A + L_{AA\sigma}\cos\frac{2\pi}{3}\, i_B + L_{AA\sigma}\cos\frac{4\pi}{3}\, i_c \qquad (2.82)$$

şi dacă se consideră în baza lui §. 2.6.2 că $i_A + i_B + i_C = 0$, după calcule

$$\psi_{A\sigma} = \left(l_\sigma + \frac{3}{2} L_{AA\sigma}\right) i_A = L_{s\sigma} i_A \tag{2.83}$$

unde s-a notat $L_{s\sigma} = l_\sigma + \frac{3}{2} L_{AA\sigma}$

Pentru fluxul principal al fazei A rezultă analog conform relaţiei (2.66) şi fig. 2.47.

$$\psi_{Ah} = L_{AAh} i_A + L_{AAh} \cos \frac{2\pi}{3} i_B + L_{AAh} \cos \frac{4\pi}{3} i_C + L_{Aah} \cos\beta i_a +$$

$$+ L_{Aah} \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) i_b + L_{Aah} \cos\left(\beta + \frac{4\pi}{3}\right) i_c \tag{2.84}$$

Însumînd componentele fluxului fazei A rezultă

$$\psi_A = \psi_{A\sigma} + \psi_{Ah} = L_s i_A + L_{Aah} i_a \cos\beta + L_{Aah} i_b \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) +$$

$$+ L_{Aah} i_c \cos\left(\beta + \frac{4\pi}{3}\right) \tag{2.85}$$

unde $L_s = L_{s\sigma} + L_{sh}$; $L_{sh} = \frac{3}{2} L_{AAh}$.

Analog pentru fazele B, C.

$$\psi_B = L_s i_B + L_{Aah} i_a \cos\left(\beta + \frac{4\pi}{3}\right) + L_{Aah} i_b \cos\beta + L_{Aah} i_c \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) \tag{2.86}$$

$$\psi_C = L_s i_C + L_{Aah} i_a \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) + L_{Aah} i_b \cos\left(\beta + \frac{4\pi}{3}\right) + L_{Aah} i_c \cos\beta \tag{2.87}$$

Înmulţind în relaţiile (2.86), (2.87) respectiv cu a şi a^2 şi însumînd cu (2.85) se obţine

$$\underline{\psi}_s = L_s \underline{i}_s + M \underline{i}_r e^{j\beta} \tag{2.88}$$

în care

$$\underline{\psi}_s = \frac{2}{3} (\psi_A + a\psi_B + a^2\psi_C)$$

$$\underline{i}_s = \frac{2}{3} (i_A + a i_B + a^2 i_C) \tag{2.89}$$

$$\underline{i}_r = \frac{2}{3} (i_a + a i_b + a^2 i_c)$$

sînt respectiv *vectorii complecşi reprezentativi ai fluxului rezultant statoric, curenţilor statorici* şi *curenţilor rotorici.*

Inductivităţile $L_{sh} = \frac{3}{2} L_{AAh}$, $L_{s\sigma}$, L_s, $M = \frac{3}{2} L_{Aah}$ ce intervin în ecuaţii, sînt inductivităţi pe care le prezintă înfăşurările în cîmpul rezultant (*in-*

ductivitățile ciclice) și anume respectiv *inductivitatea ciclică principală, de dispersie și totală* a înfășurării statorice și *inductivitatea ciclică mutuală* dintre stator și rotor.

Analog se obține pentru vectorul complex al fluxului total al rotorului

$$\underline{\psi}_r = M\underline{i}_s e^{-j\beta} + L_r\underline{i}_r \tag{2.90}$$

unde ca mai sus și cu aceleași semnificații

$$L_r = L_{r\sigma} + L_{rh}$$

în care

$$L_{r\sigma} = l_{\sigma'} + \frac{3}{2} L_{aa\sigma}; \; L_{rh} = \frac{3}{2} L_{aah}$$

2.6.3.2. ECUAȚIILE TENSIUNILOR ÎN FORMĂ COMPLEXĂ

Relațiile dintre tensiunile și curenții statorici la asocierea sensurilor pozitive corespunzător receptorului sînt de forma

$$\begin{aligned} u_A &= R_s i_A + \frac{d\psi_A}{dt} \\ u_B &= R_s i_B + \frac{d\psi_B}{dt} \\ u_C &= R_s i_C + \frac{d\psi_C}{dt} \end{aligned} \tag{2.91}$$

Înmulțind prima ecuație cu $\frac{2}{3}$, a doua cu $\frac{2}{3}a$ și a treia cu $\frac{2}{3}a^2$ și însumînd se obține

$$\frac{2}{3}(u_A + au_B + a^2u_C) = \frac{2}{3}R_s(i_A + ai_B + a^2i_C) + \frac{d}{dt}\frac{2}{3}(\psi_A + a\psi_B + a^2\psi_C)$$

sau

$$\underline{u}_s = R_s\underline{i}_s + \frac{d\underline{\psi}_s}{dt} \tag{2.92}$$

unde prin

$$\underline{u}_s = \frac{2}{3}(u_A + au_B + a^2u_C)$$

s-a notat *vectorul complex reprezentativ al tensiunilor statorice*

Analog se poate scrie pentru rotor în sistemul de axe solidar cu rotorul, a cărei axă reală reamintim coincide cu axa fazei a

$$\underline{u}_r = R_r\underline{i}_r + \frac{d\underline{\psi}_r}{dt} \tag{2.93}$$

în care

$$u_r = \frac{2}{3}(u_a + au_b + a^2u_c)$$

este *vectorul complex reprezentativ al tensiunilor rotorice.*

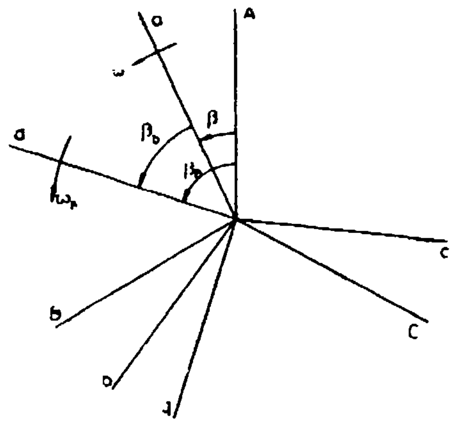


Fig. 2.48. Asocierea sistemului de axe *d*, *q*, axelor înfăşurărilor de fază ale maşinii.

De obicei, în studiul maşinilor electrice se foloseşte un sistem comun de axe atît pentru mărimile statorice cît şi rotorice.

Se transpun ecuaţiile (2.92), (2.93) în sistemul de coordonate d, q (fig. 2.48), ce roteşte cu viteza unghiulară $\omega_B = \frac{d\beta_B}{dt}$; rotorul roteşte cu viteza unghiulară $\omega = \frac{d\beta}{dt}$.

Se notează $\underline{u}_{sB}$, $\underline{\psi}_{sB}$, $\underline{i}_{sB}$, $\underline{u}_{rB}$, $\underline{\psi}_{rB}$, $\underline{i}_{rB}$ vectorii reprezentativi statorici şi rotorici în noul sistem de coordonate.

Avem conform relaţiei (2.77)

$$\underline{u}_s = \underline{u}_{sB} e^{j\beta_B}; \quad \underline{\psi}_s = \underline{\psi}_{sB} \cdot e^{j\beta_B}; \quad \underline{i}_s = \underline{i}_{sB} e^{j\beta_B} \tag{2.94}$$

şi analog

$$\underline{u}_r = \underline{u}_{rB} e^{j\beta_b}; \quad \underline{\psi}_r = \underline{\psi}_{rB} e^{j\beta_b}; \quad \underline{i}_r = \underline{i}_{rB} e^{j\beta_b} \tag{2.95}$$

şi deci înlocuind în (2.92), (2.93)

$$\underline{u}_{sB} e^{j\beta_B} = R_s \, \underline{i}_{sB} e^{j\beta_B} + \frac{d}{dt} (\underline{\psi}_{sB} e^{j\beta_B})$$

$$\underline{u}_{rB} e^{j(\beta_B - \beta)} = R_r \underline{i}_{rB} e^{j(\beta_B - \beta)} + \frac{d}{dt} (\underline{\psi}_{rB} e^{j(\beta_B - \beta)})$$

sau ecuaţiile de tensiuni în sistemul axelor d, q

$$\underline{u}_{sB} = R_s \underline{i}_{sB} + \frac{d\underline{\psi}_{sB}}{dt} + j \frac{d\beta_B}{dt} \underline{\psi}_{sB}$$

$$\underline{u}_{rB} = R_r \underline{i}_{rB} + \frac{d\underline{\psi}_{rB}}{dt} + j \frac{d}{dt} (\beta_B - \beta) \underline{\psi}_{rB}$$

în care s-a introdus $\beta_b = \beta_B - \beta$

Observînd că $\underline{u}_{sB}$, $\underline{i}_{sB}$, $\underline{\psi}_{sB}$, $\underline{u}_{rB}$, $\underline{i}_{rB}$, $\underline{\psi}_{rB}$ reprezintă vectorii complecşi reprezentativi în sistemul de axe d, q, în continuare pentru simplificarea scrierii se elimină indicele B şi ecuaţiile capătă forma

$$\underline{u}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d\underline{\psi}_s}{dt} + j\omega_B \underline{\psi}_s$$

$$\underline{u}_r = R_r \underline{i}_r + \frac{d\underline{\psi}_r}{dt} + j(\omega_B - \omega)\underline{\psi}_r \tag{2.96}$$

în care raţionînd ca mai sus se observă simplu că

$$\underline{\psi}_s = L_s \underline{i}_s + M\underline{i}_r$$

$$\underline{\psi}_r = L_r \underline{i}_r + M\underline{i}_s \tag{2.97}$$

Dacă sistemul axelor d, q este solidar cu rotorul ($\omega_B = \omega$) ecuaţiile de tensiuni devin

$$\underline{u}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d\underline{\psi}_s}{dt} + j\omega\underline{\psi}_s$$

$$\underline{u}_r = R_r \underline{i}_r + \frac{d\underline{\psi}_r}{dt} \tag{2.98}$$

2.6.4. ECUAŢIILE GENERALE ÎN TEORIA CELOR DOUĂ AXE

Maşinile cu poli aparenţi prezintă simetric după două axe în cuadratură electrică, dar ca urmare a întrefierului neuniform, inducţia magnetică din întrefier are o repartiţie nesinusoidală; indductivităţile nu mai satisfac ecuaţiile (2.80) valabile pentru acelaşi δ pe întreaga periferie a maşinii.

Prin dimensionarea potrivită a înfăşurărilor, tensiunile electromotoare induse de armonicile spaţiale ale cîmpului sînt reduse şi din acest motiv se poate considera doar armonica fundamentală de spaţiu a inducţiei magnetice. Aceasta revine la înlocuirea rotorului real, cu un rotor cu întrefier constant, la care se evidenţiază comportarea diferită după cele două axe de simetrie (vezi şi fig. 2.49) ale maşinii, printr-un interstiţiu de o grosime potrivită de-a lungul axei d.

Într-adevăr pentru un astfel de rotor, dacă se decompune solenaţia rezultantă repartizată sinusoidal în componentele ei după axele d, q, pentru fiecare din aceste componente întrefierul apare constant, pentru axa q mai mare cu interstiţiul şi deci inducţiile magnetice condiţionate de aceste componente vor avea o repartiţie sinusoidală; şi inducţia rezultantă în întrefier, sumă a celor două componente va fi tot de o repartiţie sinusoidală.

Maşina cu rotorul astfel modificat se consideră în continuare maşina reală.

La analiza regimurilor dinamice în astfel de maşini, este utilă transpunerea ecuaţiilor într-un sistem de axe d, q solidar cu rotorul (ecuaţiile 2.98), astfel încît axa d să fie suprapusă axei de simetrie d, a maşinii.[1]

[1] A se vedea şi [1], [5], [6], [13], [38].

Dacă conform (2.78) se reprezintă vectorii complecşi prin proiecţiile lor după axa transversală şi longitudinală

$$\underline{u}_s = u_{ds} + ju_{qs}$$

$$\underline{i}_s = i_{ds} + ji_{qs}$$

$$\underline{\psi}_s = \psi_{ds} + j\psi_{qs}$$

şi relaţii analoge pentru rotor, şi se separă în (2.98) părţile reale şi imaginare, se obţin ecuaţiile de tensiuni în axele d, q,

$$\begin{aligned} u_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega\psi_{qs} \\ u_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega\psi_{ds} \\ u_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} \\ u_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} \end{aligned} \tag{2.99}$$

în care

$$\begin{aligned} \psi_{ds} &= L_{ds} i_{ds} + L_{dsr} i_{dr} \\ \psi_{qs} &= L_{qs} i_{qs} + L_{qsr} i_{qr} \\ \psi_{dr} &= L_{drs} i_{ds} + L_{dr} i_{dr} \\ \psi_{qr} &= L_{qrs}\, i_{qs} + L_{qr} i_{qr} \end{aligned} \tag{2.100}$$

Inductivităţile L_{ds}, L_{qs}, L_{dr}, L_{qr}, sînt inductivităţile ciclice proprii iar L_{dsr}, L_{qsr}, inductivităţile ciclice mutuale ale înfăşurărilor statorului şi rotorului, în axele d, q, diferite în cazul general.

Prin intermediul acestei transformări de coordonate, s-au înlocuit relaţiile dintre curenţii şi tensiunile fazelor prin relaţii între alte variabile, curenţii şi tensiunile unor înfăşurări ale căror axe în cuadratură electrică coincid cu axele d, q. S-a procedat deci la înlocuirea în calcule a maşinii reale (fig. 2.49) printr-o maşină de calcul, la care înfăşurările statorice ale maşinii date, sînt înlocuite prin două înfăşurări învîrtitoare identice cu cele ale maşinii reale repartizate sinusoidal cum s-a presupus pe pasul polar, cu axele în axele rotorice d, q.

Înfăşurările rotorice ale maşinii reale se înlocuiesc analog prin două înfăşurări în axele d, q (fig. 2.50). În reprezentarea din fig. 2.49 axa rotorică Ar s-a luat suprapusă axei de simetrie a maşinii.

Dacă nu este îndeplinită condiţia

$$i_A + i_B + i_C = 0,$$

atunci se defineşte curentul homopolar

$$i_{os} = \frac{1}{3}(i_A + i_B + i_C) \tag{2.101}$$

al cărui efect se consideră aparte.

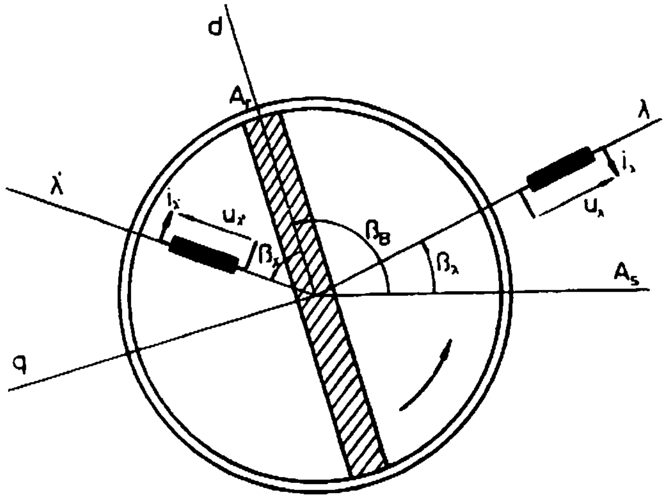


Fig. 2.49. Reprezentarea schematică a mașinii reale.

Cum curentul i_{0s} se stabilește prin cele trei înfășurări dispuse la $\frac{2\pi}{3}$ radiani electrici, determină doar un cîmp de dispersie.

Astfel pentru faza A conform (2.82), (2.84) în care se face $i_A = i_B = i_C = i_{0s}$, după calcule rezultă

$$\psi_{A0} = l_\sigma i_{0s} = L_{0s} i_{0s} = \psi_{0s}\,;\; L_{0s} = l_\sigma \tag{2.102}$$

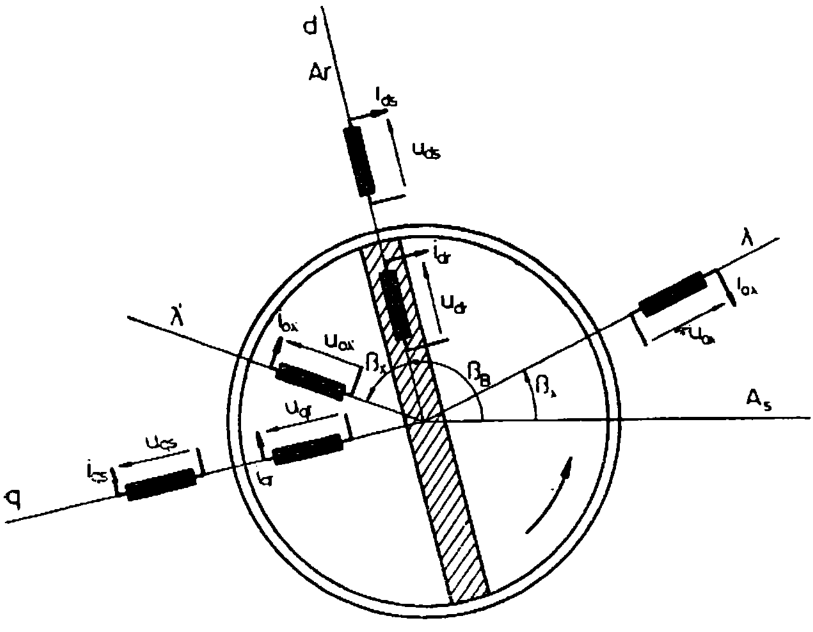


Fig. 2.50. Reprezentarea schematică a mașinii de calcul.

Separat de ecuaţiile (2.99) în prezenţa curenţilor de succesiune nulă, trebuie avută în vedere şi ecuaţia

$$u_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\psi_{os}}{dt} \tag{2.103}$$

aceeaşi pentru fiecare fază statorică.

Dacă curenţii de succesiune nulă se stabilesc şi în rotor, rezultă analog pentru oricare din fazele rotorice

$$u_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\psi_{or}}{dt} \tag{2.104}$$

în care

$$\psi_{0r} = l_{\sigma'} i_{0r} = L_{0r} i_{0r} \tag{2.105}$$

iar

$$i_{or} = \frac{1}{3}(i_a + i_b + i_c) \tag{2.106}$$

L_{os}, L_{or}, sînt inductivităţile de succesiune nulă ale înfăşurărilor statorice respectiv rotorice.

Maşina de calcul reprezentată în fig. 2.50 se completează în acest caz cu toate înfăşurările statorice şi rotorice ale maşinii reale, considerate străbătute de curenţii homopolari corespunzători.

Relaţiile de legătură dintre curenţii înfăşurărilor statorice ale maşinii reale şi ai celei de calcul rezultă cionform (2.94), (2.101). Astfel, dacă se cunosc curenţii i_A, i_B, i_C, curenţii corespunzători din sistemul de axe d, q, o, devin

$$\begin{aligned} i_{ds} &= \frac{2}{3}\left(i_A \cos\beta_B + i_B \cos\left(\beta_B - \frac{2\pi}{3}\right) + i_C \cos\left(\beta_B - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \\ i_{qs} &= -\frac{2}{3}\left(i_A \sin\beta_B + i_B \sin\left(\beta_B - \frac{2\pi}{3}\right) + i_C \sin\left(\beta_B - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \\ i_{os} &= \frac{1}{3}(i_A + i_B + i_C) \end{aligned} \tag{2.107}$$

Reciproc, cunoscînd curenţii maşinii echivalente se pot determina curenţii maşinii reale

$$\begin{aligned} i_A &= i_{ds} \cos\beta_B - i_{qs} \sin\beta_B + i_{os} \\ i_B &= i_{ds} \cos\left(\beta_B - \frac{2\pi}{3}\right) - i_{qs} \sin\left(\beta_B - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{os} \\ i_C &= i_{ds} \cos\left(\beta_B - \frac{4\pi}{3}\right) - i_{qs} \sin\left(\beta_B - \frac{4\pi}{3}\right) + i_{os} \end{aligned} \tag{2.108}$$

Relaţiile de legătură pentru fluxurile şi tensiunile înfăşurărilor statorice ale maşinii reale şi de calcul, sînt analoge relaţiilor (2.107), (2.108).

Relaţiile dintre curenţii înfăşurărilor rotorice ale maşinii reale şi de calcul se stabilesc conform (2.95), (2.106),

$$i_{dr} = \frac{2}{3}\left(i_a \cos\beta_b + i_b \cos\left(\beta_b - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\beta_b - \frac{4\pi}{3}\right)\right)$$

$$i_{qr} = -\frac{2}{3}\left(i_a \sin\beta_b + i_b \sin\left(\beta_b - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(\beta_b - \frac{4\pi}{3}\right)\right)$$

$$i_{or} = \frac{1}{3}(i_a + i_b + i_c) \tag{2.109}$$

Se obţin relaţii analoge pentru fluxurile şi tensiunile rotorice.

Grupînd relaţiile stabilite pentru tensiuni şi fluxuri, se obţine următorul sistem de ecuaţii pentru maşina echivalentă

$$\left.\begin{aligned}
u_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega\psi_{qs}\\
u_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega\psi_{ds}\\
u_{0s} &= R_s i_{0s} + \frac{d\psi_{0s}}{dt}\\
u_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt}\\
u_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt}\\
u_{or} &= R_r i_{or} + \frac{d\psi_{or}}{dt}\\
\psi_{ds} &= L_{ds} i_{ds} + L_{dsr} i_{dr}\\
\psi_{qs} &= L_{qs} i_{qs} + L_{qsr} i_{qr}\\
\psi_{dr} &= L_{drs} i_{ds} + L_{dr} i_{dr}\\
\psi_{qr} &= L_{qrs} i_{qs} + L_{qr} i_{qr}\\
\psi_{0s} &= L_{0s} i_{0s}\\
\psi_{or} &= L_{or} i_{or}
\end{aligned}\right\} \tag{2.110}$$

Ecuaţiile (2.110) se completează cu ecuaţia de mişcare (2.68)

$$M + M_m = \frac{J}{p}\,\frac{d^2\beta_B}{dt^2} \tag{2.111}$$

în care s-a pus în evidenţă unghiul β_B ; cuplul electromagnetic M rezultă din relaţia

$$M = p\left(\frac{\partial W_m}{\partial \beta_B}\right)_{i=ct}$$

Energia magnetică W_m a maşinii este dată de (2.69)

$$W_m = \frac{1}{2}(\psi_A i_A + \psi_B i_B + \psi_C i_C + \psi_a i_a + \psi_b i_b + \psi_c i_c);$$

prin intermediul relaţiilor de legătură de forma (2.108) se exprimă energia magnetică în funcţie de curenţii şi fluxurile maşinii echivalente. Grupînd termenii ce cuprind produsele aceloraşi fluxuri şi curenţi ai maşinii de calcul şi avînd în vedere că mărimile din paranteze în funcţie de β_B, β_b satisfac identităţile trigonometrice

$$\sin^2\beta + \sin^2\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin^2\left(\beta - \frac{4\pi}{3}\right) = \frac{3}{2}$$

$$\cos^2\beta + \cos^2\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos^2\left(\beta - \frac{4\pi}{3}\right) = \frac{3}{2}$$

$$\sin\beta\cos\beta + \sin\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\beta - \frac{4\pi}{3}\right)\cos\left(\beta - \frac{4\pi}{3}\right) = 0,$$

după calcule se obţine

$$W_m = \frac{1}{2}\left[\frac{3}{2}(i_{ds}\psi_{ds} + i_{qs}\psi_{qs}) + 3\,i_{os}\psi_{os} + \frac{3}{2}(i_{dr}\psi_{dr} + i_{qr}\psi_{qr}) + 3\,i_{or}\psi_{or}\right]$$

şi deci

$$M = \frac{p}{2}\,\frac{3}{2}\left[\left(\frac{di_{ds}}{d\beta_B}\psi_{ds} + i_{ds}\frac{d\psi_{ds}}{d\beta_B} + \frac{di_{qs}}{d\beta_B}\psi_{qs} + \right.\right.$$

$$\left. + i_{qs}\frac{d\psi_{qs}}{d\beta_B} + i_{dr}\frac{d\psi_{dr}}{d\beta_B} + i_{qr}\frac{d\psi_{qr}}{d\beta_B}\right]$$

derivatele celorlalţi termeni fiind nule pentru curenţii maşinii reale constanţi.

Observînd în baza relaţiilor (2.107) că

$$\frac{di_{ds}}{d\beta_B} = i_{qs};\quad \frac{di_{qs}}{d\beta_B} = -\,i_{ds};\quad \frac{d\psi_{ds}}{d\beta_B} = L_{ds}i_{qs};$$

$$\frac{d\psi_{qs}}{d\beta_B} = -\,L_{qs}i_{ds};\quad \frac{d\psi_{dr}}{d\beta_B} = L_{dsr}i_{qs};\quad \frac{d\psi_{qr}}{d\beta_B} = -\,L_{qrs}i_{ds},$$

rezultă după înlocuiri

$$M = \frac{3}{2}p(\psi_{ds}i_{qs} - \psi_{qs}i_{ds}) \tag{2.112}$$

şi ecuaţia de mişcare

$$\frac{3}{2}p(\psi_{ds}i_{qs} - \psi_{qs}i_{ds}) + M_m = \frac{J}{p}\frac{d^2\beta_B}{dt^2} \tag{2.113}$$

Ansamblul ecuaţiilor (2.110), (2.113) reprezintă ecuaţiile maşinii electrice în teoria celor două axe.

Avantajul reprezentării maşinii în sistemul de axe d, q, o, constă în aceea că inductivităţile ce intervin sînt constante şi pe această bază în multe aplicaţii concrete sistemul de ecuaţii diferenţiale poate fi rezolvat mai simplu, utilizînd calculul operaţional.

Dacă viteza unghiulară a rotorului ω = ct, sistemul (2.110) are 12 ecuații diferențiale lineare și 12 necunoscute: i_{ds}, i_{qs}, i_{0s}, i_{dr}, i_{qr}, i_{0r}, ψ_{ds}, ψ_{qs}, ψ_{0s}, ψ_{dr}, ψ_{qr}, ψ_{0r}. El poate fi rezolvat prin intermediul calculului operațional și prin relațiile de legătură de forma (2.108), se pot determina curenții și fluxurile mașinii reale. Această împrejurare intervine sau poate fi admisă în multe cazuri practice importante.

Dacă $\omega \neq$ ct, trebuie stabilită și legea de modificare în timp a lui β_B deci este necesară și ecuația de mișcare (2.113). Sistemul (2.110) devine nelinear iar ecuația de mișcare introduce tot o legătură nelineară între necunoscute. În acest caz rezolvarea se face prin metoda intervalelor succesive, pentru fiecare aproximînd ω = ct, sau cu ajutorul calculatorului.

Analiza regimurilor dinamice ale mașinii sincrone sau de inducție, se simplifică sensibil dacă comportarea se urmărește prin intermediul mașinii echivalente așa cum apare reprezentată în sistemul de axe d, q, o.

Observație. La mașinile de inducție, presupuse simetrice electric și magnetic, adesea sînt utilizate ecuațiile de tensiuni stabilite prin intermediul fazorilor reprezentativi de forma (2.96), (2.97). În acest caz și pentru cuplu este potrivită stabilirea unei ecuații cu evidențierea fazorilor reprezentativi ai fluxurilor și curenților. Introducînd $\underline{\psi}_s = \psi_{ds} + j\psi_{qs}$, $\underline{i}_s = i_{ds} + ji_{qs}$ în relația de definiție (2.112) a cuplului electromagnetic, se verifică ușor că se obține pentru un sistem de axe solidar cu rotorul

$$M = \frac{3}{2}p(\psi_{ds}i_{qs} - \psi_{qs}i_{ds}) = \frac{3}{2}p\mathrm{Re}\left[j\underline{\psi}_s\underline{i}_s^*\right] \qquad (2.114)$$

La considerarea unui sistem de axe de referință solidar cu statorul, pentru mașina de inducție simetrică rezultă de asemenea

$$M = \frac{3}{2}p\mathrm{Re}\left[-j\underline{\psi}_r\underline{i}_r^*\right] \qquad (2.115)$$

2.7. PIERDERILE ȘI RANDAMENTUL MAȘINILOR ELECTRICE

Pierderile ce au loc la funcționarea unei mașini electrice se împart în pierderi mecanice și de ventilație și pierderi în părțile active ale mașinii (în fier și în înfășurări).

Pierderile mecanice sînt condiționate de frecările tuturor părților în rotație (frecările din lagăre, frecarea periilor de colector etc); în categoria *pierderilor de ventilație* intră puterea necesară antrenării ventilatorului mașinii. Pierderile mecanice sînt aproximativ proporționale cu turația, pierderile de ventilație, cu pătratul turației. Cea de a doua categorie de pierderi este preponderentă și ansamblul *pierderilor mecanice* și de ventilație p_{m+v}, se poate admite că variază proporțional cu patratul turației. La mașinile ce funcționează în sarcină cu turație constantă, ele intervin printr-o valoare fixă, independentă de sarcină.

Pierderile în fier p_{fe}, sînt determinate de variația cîmpului magnetic în miezul feromagnetic al mașinii. La o magnetizare variabilă în timp, se dezvoltă pierderi ca urmare a fenomenului de histereză magnetică și a curenților

turbionari induşi. Pentru mărirea rezistenţei electrice pe calea curenţilor turbionari din miezul de oţel, acesta se realizează din tole izolate iar pentru reducerea pierderilor prin histerezis, tolele se execută din oţel electrotehnic aliat cu siliciu.

Pierderile determinate de armonica fundamentală de spaţiu a cîmpului magnetic din întrefier, sînt *pierderile principale în fier*, pierderile condiţionate de armonicile superioare, se înglobează în categoria *pierderilor suplimentare în fier.*

Atît pierderile prin histerezis cît şi cele prin curenţi turbionari, depind cu aproximaţie de patratul inducţiei magnetice. Cum tensiunea indusă este proporţională cu inducţia magnetică, rezultă că pierderile în fier depind aproximativ de patratul tensiunii; la maşinile de c.a. ce funcţionează cu tensiunea la borne constantă, pierderile în fier se pot considera constante, independente de sarcină.

Pierderile electrice se produc în înfăşurări şi la contactul de trecere al curentului, între colector şi perii.

Pierderile de trecere la perii determinate de curentul I, sînt date de relaţia

$$p_t = \Delta U \cdot I$$

unde $\Delta U = 0{,}2 - 1{,}2$ v — căderea de tensiune la perii, dependentă de materialul periilor, densitatea de curent în suprafaţa de trecere şi de natura suprafeţei în contact.

Pierderile în înfăşurări străbătute de curenţi variabili în timp, se împart în *pierderi principale şi suplimentare.* Pierderile principale se calculează ca şi cum densitatea de curent ar fi uniformă pe secţiunea conductorului cu o relaţie de forma

$$p_{inf \cdot pr \cdot} = R_{cc}\ I^2$$

unde R_{cc} este rezistenţa în curent continuu a înfăşurării străbătută de curentul I. Pierderile suplimentare sînt provocate de curenţii turbionari ce se stabilesc în conductoare. În laturile din crestături ale înfăşurării şi în părţile frontale, pătrunderea cîmpului electromagnetic este incompletă. Curenţii turbionari induşi de cîmpurile de dispersie determină o repartiţie neuniformă a densităţii de curent, echivalentă cu o reducere a secţiunii conductorului şi o mărire a rezistenţei electrice.

Pierderile totale în înfăşurări se calculează cu o relaţie de forma

$$p_{inf \cdot} = R_{ca}\ I^2$$

unde R_{ca} este rezistenţa pe care o prezintă înfăşurarea în curent alternativ $R_{ca} = K_r\ R_{cc}(K_r > 1$, este *factorul de mărire al rezistenţei în curent alternativ,* dependent de legea de variaţie în raport cu timpul a curentului înfăşurării şi configuraţia crestăturilor şi părţilor frontale). Măsura în care $K_r \neq 1$, exprimă ponderea pierderilor suplimentare în pierderile totale ale înfăşurărilor; la înfăşurările străbătute de curent continuu, se ia $K_r = 1$.

Pierderile electrice sînt în principal determinate de pierderile în înfăşurări şi depind strîns de sarcină (se modifică practic proporţional cu patratul densităţii de curent).

În general pierderile suplimentare în fier şi înfăşurări sînt reduse şi se înglobează printr-un anumit procent în pierderile principale (uneori însă ele

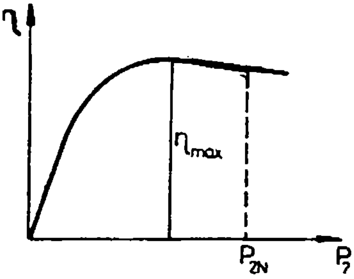


Fig. 2.51. Curba randamentului.

pot deveni importante şi trebuiesc evaluate separat).

Pierderile din maşină determină randamentul şi deci economicitatea maşinii. Randamentul η se exprimă ca raportul dintre puterea utilă cedată exteriorului P_2 şi puterea absorbită P_1

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \Sigma p} \qquad (2.116)$$

unde

$$\Sigma p = p_{m+v} + p_{fe} + p_{inf}.$$

Alura unei curbe de randament este reprezentată în fig. 2.51 ; valoarea maximă a randamentului este de regulă cam la (0,5—0,7) P_{2N} unde P_{2N} — puterea utilă nominală.

2.8. ÎNCĂLZIREA ŞI VENTILAŢIA MAŞINILOR ELECTRICE. SERVICII DE FUNCŢIONARE

Căldura determinată de pierderile din diversele părţi ale maşinii, ridică temperatura maşinii peste cea a mediului ambiant. În primele momente după pornirea maşinii, are loc un proces tranzitoriu termic, caracterizat prin aceea că o parte a căldurii este transmisă mediului de răcire prin *radiaţie şi convecţie* şi evacuată în exterior, iar o parte ridică temperatura acesteia. După un timp de funcţionare, dacă condiţiile au rămas neschimbate, temperaturile diverselor părţi ale maşinii iau valori stabilizate şi prin urmare întreaga căldură produsă, în final este evacuată din maşină. Încălzirea excesivă a maşinii dăunează în primul rînd izolaţiei maşinii ce îşi pierde calităţile (se zice că izolaţia „îmbătrîneşte"). Dimpotrivă, construirea unei maşini reci, conduce la un consum sporit de materiale active, deci la o maşină scumpă. O maşină electrică trebuie judicios dimensionată astfel încît să nu fie depăşite temperaturile maxime admise de clasele de izolaţie ale materialelor utilizate. Clasele de izolaţie, temperaturile admise precum şi principalele grupe de materiale electroizolante ce corespund diverselor clase de izolaţie, sînt indicate în normele STAS.

Depăşirea încălzirilor admise reduce sensibil „viaţa" izolaţiei. Ca urmare, pentru o maşină dată, puterea utilă maximă ce se poate scoate, este limitată de încălzirea admisibilă şi sub acest aspect ventilaţia maşinii prezintă o deosebită importanţă.

Din punctul de vedere al ventilaţiei maşinile se împart în : 1. maşini cu *ventilaţie naturală,* care nu au dispozitive speciale de ventilaţie, 2. maşini cu *ventilaţie proprie,* care au prevăzut pe arbore un ventilator pentru antrenarea aerului de răcire ce spală părţile active ale maşinii, 3. maşini cu *vetilaţie exterioară,* la care suprafaţa exterioară este ventilată (în cazul maşinilor închise ce lucrează în medii cu gaze explozive sau periculoase pentru izolaţie). La

maşinile de mare putere pentru creşterea eficacităţii ventilaţiei se utilizează
4. un *sistem de ventilaţie forţată* la care circulaţia în circuit deschis sau închis a mediului de răcire în maşină, este asigurată prin mijloace exterioare maşinii. La circulaţia mediului de răcire în circuit închis, căldura transportată din maşină este cedată în instalaţii adecvate, unui alt mediu de răcire (aer sau apă) în circuit deschis. La maşinile cu răcire în circuit închis, pe lîngă aer se utilizează ca mediu de răcire hidrogenul iar la puteri foarte mari, uleiul şi apa distilată.

Conform STAS, *regimul maşinilor electrice rotative* este definit de ansamblul valorilor numerice ale mărimilor electrice şi mecanice ce caracterizează funcţionarea maşinii la un moment dat. Prin *serviciul maşinii electrice rotative* se precizează succesiunea şi durata regimurilor ce-l compun. Normele STAS precizează opt *servicii tip* notate $S_1 - S_8$ caracterizate prin o succesiune standardizată a regimurilor care le compun. *Serviciul nominal* se stabileşte de producător şi se marchează prin simboluri pe plăcuţa maşinii.

Se consideră *regim nominal* oricare din regimurile stabilizate care compun serviciul nominal al maşinii. *Regimul nominal principal* este cel indicat de producător ca regim de referinţă de bază, pentru caracterizarea performanţelor maşinii în exploatare. Regimurile nominale sînt precizate prin *mărimile nominale* (de natură electrică, magnetică, termică) ce caracterizează comportarea maşinii. Dintre ele, unele sînt *impuse* (tensiunea şi frecvenţa la bornele principale, puterea utilă, turaţia etc.) altele sînt *derivate*.

Valorile mărimilor nominale impuse trebuie să coincidă cu cele standardizate cînd acestea există, fără abateri. Valorile mărimilor derivate se pot abate de la valorile garantate sau standardizate în anumite limite de toleranţe.

Pentru valorile mărimilor înscrise pe plăcuţa indicatoare, maşina trebuie să fie capabilă să asigure caracteristicile de funcţionare garantate de uzină, fără ca încălzirile diverselor părţi ale maşinii să depăşească valorile admisibile.

Pe plăcuţa indicatoare a maşinii se trec şi alte date caracteristice maşinii, modul de conexiune al înfăşurărilor statorice şi rotorice, modul de excitaţie, sensul de rotaţie etc.

3. TRANSFORMATORUL ELECTRIC

3.1. GENERALITĂŢI

Transformatorul electric este un caz limită de maşină electrică fără părţi în rotaţie, constituită din un ansamblu de circuite electrice cuplate magnetic, prin intrmediul cărora se modifică valorile tensiunilor şi curenţilor.

Transformatoarele se realizează *monofazate, trifazate* şi *polifazate.*

3.1.1. PRINCIPIUL DE FUNCŢIONARE

Funcţionarea transformatorului indiferent de tip are la bază fenomenul de inducţie electromagnetică dintre două sau mai multe circuite electrice imobile, cuplate magnetic.

Fie pentru simplificare un transformator monofazat, reprezentat principial în fig. 3.1. El constă dintr-un miez magnetic pe care sînt plasate înfăşurările 1,2, cu numerele de spire N_1, N_2. Miezul magnetic asigură un cuplaj magnetic strîns între înfăşurări, astfel că dacă se conectează înfăşurarea 1 la reţeaua de curent alternativ, se stabileşte prin miez un cîmp magnetic fascicular Φ ce înlănţuie şi cealaltă înfăşurare şi care induce tensiunile electromotoare u_{e_1} =

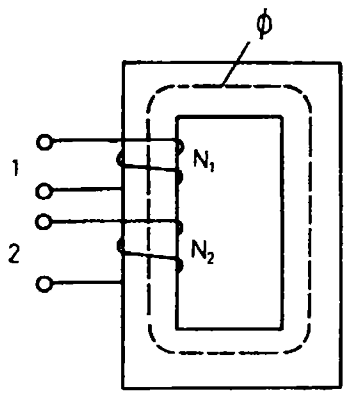


Fig. 3.1. Reprezentarea schematică a unui transformator monofazat.

$= -N_1 \frac{d\Phi}{dt}$, $u_{e_2} = -N_2 \frac{d\Phi}{dt}$ astfel incît $\frac{U_{e_1}}{U_{e_2}} = \frac{N_1}{N_2}$. La mersul în gol, tensiunile la borne sînt practic egale cu tensiunile induse şi deci

$$\frac{U_1}{U_{20}} \cong \frac{U_{e_1}}{U_{e_2}} = \frac{N_1}{N_2} \tag{3.1}$$

Înfăşurarea 1 alimentată cu tensiunea U_1 se numeşte *înfăşurare primară*, înfăşurarea 2 la bornele căreia se stabileşte prin inducţie electromagnetică tensiunea U_{20} la mersul în gol, se numeşte *înfăşurare secundară*.

În acest fel se poate modifica tensiunea U_1 a reţelei, la o valoare necesară receptorilor conectaţi la bornele înfăşurării secundare. În principiu transformatorul monofazat poate avea mai multe înfăşurări secundare la bornele cărora se pot obţine tensiuni, de valori dependente de numerele de spire conform relaţiei (3.1).

3.1.2. ELEMENTE CONSTRUCTIVE

Elementele constructive de bază ale unui transformator sînt: *miezul magnetic*, *înfăşurările* şi *cuva* (la transformatoarele cu răcire în ulei). În fig. 3.2. *a* este reprezentat în vedere generală un transformator monofazat cu două înfăşurări iar în fig. 3.2, *b* transformatorul secţionat. Porţiunile din miezul magnetic pe care sînt plasate înfăşurările se numesc *coloane*, celelalte porţiuni (de închidere a circuitului magnetic), *juguri*. Pentru limitarea curenţilor turbionari ce s-ar produce în cîmpul magnetic alternativ, miezul magnetic se realizează din *tole* izolate. În ultimul timp, ca urmare a calităţii superioare după direcţia laminării, sînt utilizate larg tole laminate la rece de grosimi de 0,3—0,35 mm şi un conţinut de siliciu de 2,5 — 3,5%, cu izolaţie ceramică. Conţinutul relativ ridicat de siliciu face să scadă pierderile prin curenţi turbionari şi histerezis ce se dezvoltă în tolă. La uzinele Electroputere se utilizează în mod obişnuit tola laminată la rece în construcţia miezurilor.

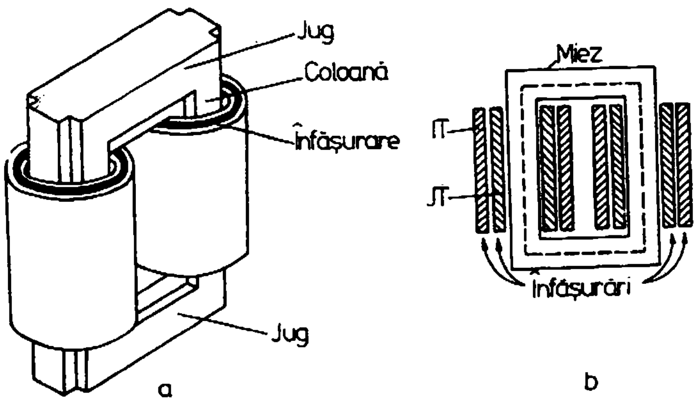


Fig. 3.2. Transformator monofazat cu două înfăşurări : *a* — vedere generală ; *b* — transformatorul secţionat.

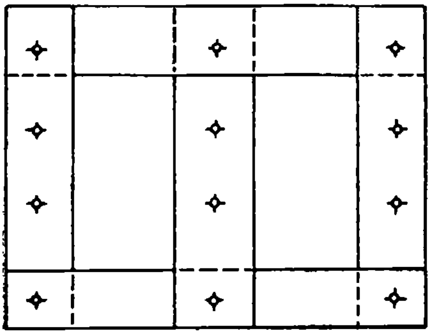


Fig. 3.3. Dispunerea în straturi a tolelor.

Pentru realizarea miezului magnetic tolele se taie la dimensiuni şi se dispun în straturi, alternativ, ca în fig. 3.3 pentru un transformator trifazat. Strîngerea pachetului de tole se face prin buloane izolate de miez. La utilizarea tolei laminate la rece, trebuie avut în vedere ca dispunerea acestora să fie astfel încît direcţia laminării să coincidă pe cît posibil cu sensul liniilor cîmpului magnetic, întrucît după altă direcţie proprietăţile magnetice ale tolei se reduc sensibil; cum tola laminată la rece nu suportă prea multe prelucrări, se evită strîngerea prin buloane, miezul se rigidizează prin înfăşurare cu bandă de bumbac sau cu un lac special cu uscare în aer. Coloanele se realizează astfel ca în secţiunea transversală să rezulte o formă în trepte cît mai apropiată de un cerc.

Înfăşurările, primară şi secundară se realizează de regulă de *formă cilindrică* şi se dispun concentric pe coloane (fig. 3.4, *a*). Dintre ele, una este de tensiune mai mare numită *înfăşurarea de înaltă tensiune* (*IT*), cealaltă este *înfăşurarea de joasă tensiune* (*JT*); din motive de izolaţie înfăşurarea de joasă tensiune se plasează lîngă miez. Pentru realizarea unui cuplaj magnetic cît mai strîns, la un transformator monofazat, fiecare din cele două înfăşurări se împarte în două semiînfăşurări (cum se observă şi în fig. 3.2, *b*), conectate electric şi dispuse pe cele două coloane pe toată lungimea. Introducerea înfăşurărilor pe miez se realizează prin demontarea jugului superior.

Un alt mod de dispunere al înfăşurărilor este sub formă de *galeţi* (bobine) *alternaţi*, unde bobinele ce compun înfăşurările de *IT* şi *JT* se plasează alternativ pe coloană (fig. 3.4, *b*).

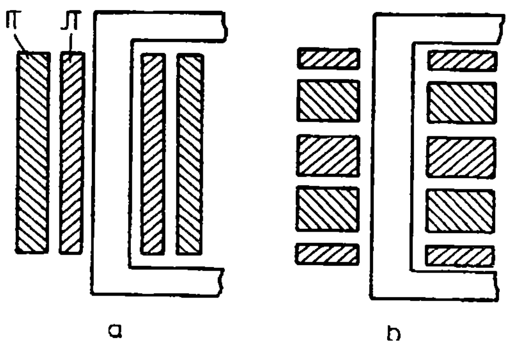


Fig. 3.4. Dispunerea înfăşurărilor: *a* — concentric; *b* — alternativ pe înălţimea coloanei.

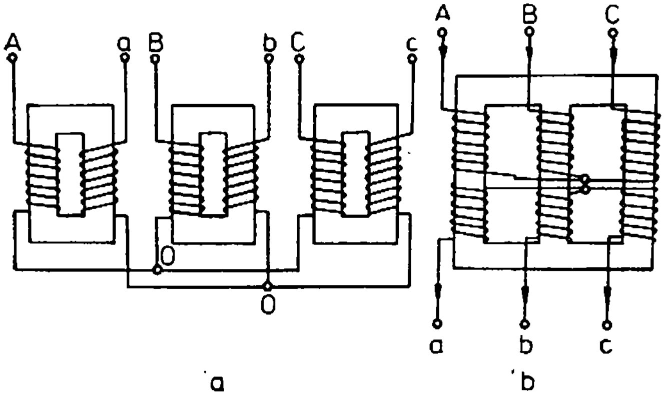


Fig. 3.5. *a* — grup transformatoric trifazat; *b* — transformator trifazat cu trei coloane cu axele în acelaşi plan.

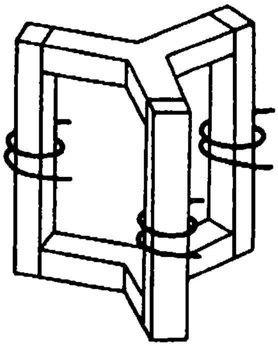


Fig. 3.6. Transformator trifazat simetric.

Dacă se iau trei transformatoare monofazate identice şi se conectează înfăşurările primare la un sistem trifazat de tensiuni, se obţine modificarea tensiunilor sistemului trifazat. Capetele înfăşurărilor se leagă între ele în conexiune stea sau triunghi aşa cum se arată în § 1.2. Ansamblul transformatoarelor formează un *grup transformatoric trifazat* de forma din fig. 3.5, *a*.

Înfăşurările celor trei transformatoare monofazate se pot concentra doar pe una din coloane şi circuitele magnetice pot fi alăturate astfel încît coloanele de întoarcere să fie comune. Dacă tensiunile de alimentare ale înfăşurărilor primare formează un sistem trifazat simetric şi fluxurile prin coloanele celor trei transformatoare monofazate formează un sistem trifazat simetric, ca urmare, fluxul rezultant din coloana comună, sumă a fluxurilor fazelor, este nul şi dispare necesitatea acesteia. Se obţine astfel miezul transformatoric trifazat cu coloane de forma din fig. 3.6. De obicei se preferă miezul trifazat din fig. 3.5. *b* în care sînt suprimate jugurile unuia din transformatoarele monofazate şi axele celor trei coloane sînt aduse în acelaşi plan. Acest miez nu mai are avantajul simetriei magnetice complete pe toate fazele.

Transformatoarele trifazate de forma din fig. 3.5, *a* sînt transformatoare cu *circuite magnetice libere* (fără cuplaj magnetic între coloane) sau cu *fluxuri libere,* cele de forma din fig. 3.5, *b* sînt transformatoare cu *cuplaj magnetic între coloane* sau cu *fluxuri forţate.*

La funcţionare, în transformatoare se produc pierderi şi ca urmare se încălzesc. Mediul de răcire prin intermediul căruia se evacuează căldura ce se dezvoltă în părţile active, este aerul sau uleiul. Transformatoarele de puteri mici ($P_N < 1$ kVA) au de regulă răcire naturală în aer şi se numesc *transformatoare uscate.* Transformatoarele de putere mai mare au *răcire în ulei.* Ansamblul miez, înfăşurări şi părţile anexe de ansamblare este cufundat într-o cuvă umplută cu ulei. Uleiul de transformator joacă un rol dublu, de agent de răcire şi element de izolare cu proprietăţi superioare aerului (condiţiile impuse uleiului de transformator sînt precizate în STAS).

Pentru puteri sub 20—30 kVA cuva se execută cu *pereţi netezi.* Pentru puteri mai mari, în scopul măririi suprafeţei de cedare a căldurii către mediul ambiant, cuvele se execută cu *tablă ondulată* sau cu *ţevi* (fig. 3.7), iar la puteri şi mai mari se prevăd cu *radiatoare.* Îmbunătăţirea condiţiilor de răcire la



Fig. 3.7. Transformatoare trifazate fabricate de „Electroputere" Craiova.

unităţile de foarte mare putere, se face prin asigurarea unei circulaţii forţate a aerului ce spală cuva şi elementele ei cu ventilatoare exterioare şi unei circulaţii forţate a uleiului în interiorul transformatorului cu ajutorul unor pompe.

Pe capacul cuvei sînt plasaţi *izolatorii de trecere* prin intermediul cărora se leagă bobinajul transformatorului la reţeaua exterioară. Forma şi dimensiunile izolatorilor este funcţie de tensiunea de lucru a înfăşurării. La tensiuni mici şi mijlocii (sub 35 kV) de obicei se execută izolatori de trecere din porţelan, dintr-o singură bucată. La tensiuni înalte se execută izolatori de trecere umpluţi cu ulei (pentru tensiuni de pînă la 220 kV) sau izolatori în construcţie specială (de tip condensator) la tensiuni peste 220 kV.

Pe capacul cuvei este plasat *conservatorul*, un vas umplut în parte cu ulei, ce comunică prin o ţeavă cu uleiul din cuvă. Scopul conservatorului este de a prelua variaţiile de volum ale uleiului din cuvă, determinate de variaţiile de încălzire ale transformatorului şi de a izola uleiul din cuvă faţă de agenţii externi (apă, aer, impurităţi) care-i reduc sensibil calităţile izolante.[1]

Principalele tipuri constructive de transformatoare întîlnite în practică, sînt transformatoarele de putere pentru interconectarea reţelelor de tensiuni diferite, transformatoarele de tensiuni înalte pentru încercări de izolaţie, transformatoarele speciale de putere pentru alimentarea cuptoarelor electrice, a instalaţiilor de redresare, transformatoarele pentru reglarea tensiunii reţelei, transformatoarele de măsură (de curent şi tensiune), autotransformatoarele etc.

3.1.3. MĂRIMI NOMINALE

Prin proiectare transformatoarele se dimensionează să funcţioneze într-un anumit regim de bază numit *regim nominal*. Mărimile ce caracterizează funcţionarea transformatorului în regim nominal, sînt : *tensiunea nominală*

[1] Pentru detalii constructive a se vedea [9 III], [19I], [24 III].

primară şi *secundară, puterea nominală, curenţii nominali, frecvenţa nominală pierderi nominale* etc.

Definiţiile mărimilor nominale sînt date în STAS.

3.2. ECUAŢIILE TRANSFORMATORULUI ÎN FORMA GENERALĂ

Fie (fig. 3.8) un transformator cu m înfăşurări plasate oricum pe miezul feromagnetic considerat nesaturat.

Ecuaţiile tensiunilor înfăşurărilor se stabilesc în acest caz, conform (2.64). Sensurile pozitive pentru curenţii şi tensiunile înfăşurărilor se asociază după voie, urmînd a se ţine cont de acest lucru la interpretarea rezultatelor.

Fie pentru înfăşurarea λ asocierea sensurilor pozitive corespunzătoare receptorului. Ecuaţia tensiunilor în acest caz capătă forma

$$R_\lambda i_\lambda - u_\lambda = -\frac{d\psi_\lambda}{dt} \tag{3.2}$$

Fluxul total al înfăşurării ψ_λ, se descompune în *componentele de dispersie* $\psi_{\lambda\sigma}$ şi *principală* $\psi_{\lambda h}$,

$$\psi_\lambda = \psi_{\lambda\sigma} + \psi_{\lambda h} \tag{3.3}$$

în care fluxul $\psi_{\lambda h}$ este *fluxul principal real* al înfăşurării λ determinat şi de contribuţia curenţilor turbionari din tole. Dacă se notează $\psi_{\lambda h_0}$, fluxul determinat doar de curenţii înfăşurărilor, se arată[1] că fluxul real $\psi_{\lambda h}$ poate fi exprimat în forma

$$\psi_{\lambda h} = K'\psi_{\lambda h_0} - K''\frac{d\psi_{\lambda h_0}}{dt} \tag{3.4}$$

unde K', K'' sînt constante de material, determinabile experimental. În felul acesta se ţine cont în ecuaţiile transformatorului în mod simplu şi de pierderile în fier.

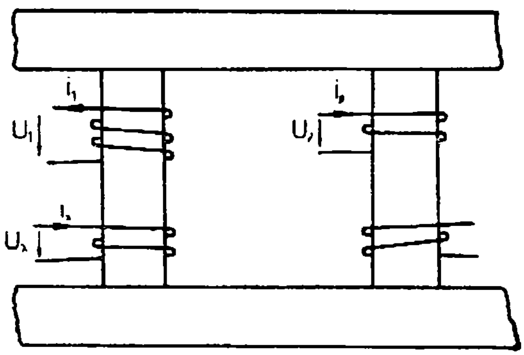


Fig. 3.8. Cazul general al unui transformator cu m înfăşurări.

[1] A se vedea [39].

Conform (2.66), (2.67)

$$\psi_{\lambda\sigma} = \sum_1^m (L_{\nu\lambda} - L_{\nu\lambda h}) i_\nu = \sum_1^m L_{\nu\lambda\sigma} i_\nu ; \quad \psi_{\lambda h_0} = \sum_1^m L_{\nu\lambda h} i_\nu \tag{3.5}$$

şi înlocuind în (3.2)

$$u_\lambda = R_\lambda i_\lambda + \frac{d}{dt} \sum_1^m L_{\nu\lambda\sigma} i_\nu + K' \frac{d}{dt} \sum_1^m L_{\nu\lambda h} i_\nu - K'' \frac{d^2}{dt^2} \sum_1^m L_{\nu\lambda h} i_\nu \tag{3.6}$$

În aceste ecuaţii se consideră pozitive toate inductivităţile mutuale corespunzătoare înfăşurărilor care determină în înfăşurarea λ fluxuri ce se însumează cu fluxul propriu al înfăşurării, altfel negative.

Se pot stabili m ecuaţii. Dacă se cunosc tensiunile la bornele înfăşurărilor, necunoscutele sînt cei m curenţi şi sistemul se poate rezolva în cazul general pentru orice regim de funcţionare.

3.3. ECUAŢIILE TRANSFORMATORULUI MONOFAZAT CU DOUĂ ÎNFĂŞURĂRI

3.3.1. ECUAŢIILE TEORIEI FIZICE

Se consideră transformatorul monofazat din fig. 3.9. Înfăşurarea primară este alimentată cu tensiunea u_1 şi străbătută de curentul i_1 ; u_2 şi i_2 sînt respectiv tensiunea la borne şi curentul înfăşurării secundare. Asocierea sensurilor pozitive pentru curenţi şi tensiuni este corespunzător receptorului pentru înfăşurarea primară şi sursei pentru înfăşurarea secundară. Sensurile curenţilor i_1, i_2 s-au ales astfel încît solenaţia rezultantă ce condiţionează cîmpul magnetic principal al transformatorului, să fie suma solenaţiilor înfăşurărilor.

Se notează R_1, $L_{1\sigma}$, L_{11h} şi R_2, $L_{2\sigma}$, L_{22h} respectiv rezistenţele, inductivităţile de dispersie şi inductivităţile principale ale înfăşurărilor primară şi secundară ; N_1, N_2, numerele de spire ale înfăşurărilor primară şi secundară.

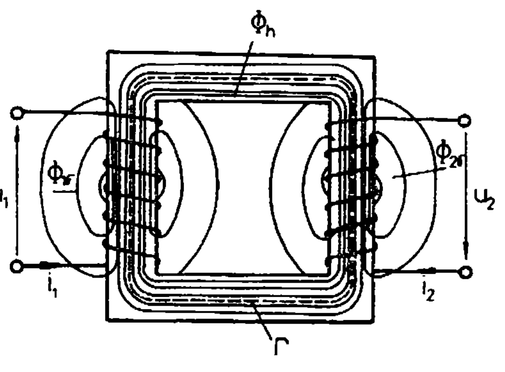


Fig. 3.9. Schema unui transformator monofazat cu două înfăşurări.

Se neglijează inductivitatea mutuală de dispersie astfel încît conform (3.5) fluxurile de dispersie ale celor două înfăşurări devin

$$\psi_{1\sigma} = L_{11\sigma} i_1 = L_{1\sigma} i_1 ; \quad \psi_{2\sigma} = L_{2\sigma} i_2 \tag{3.7}$$

Rezultă de asemenea $L_{\nu\lambda h} = L_{\nu\lambda}$ deci

$$L_{12h} = L_{12} = L_{21}$$

Ecuaţiile de tensiuni pentru înfăşurările 1, 2 conform (3.2) devin

$$\begin{aligned} R_1 i_1 - u_1 &= -\frac{d\psi_1}{dt} \\ R_2 i_2 + u_2 &= -\frac{d\psi_2}{dt} \end{aligned} \tag{3.8}$$

Fluxurile totale, ψ_1, ψ_2 sînt date de relaţiile (3.3), (3.4), (3.7) în care

$$\psi_{1h0} = L_{11h} i_1 + L_{21} i_2 \text{ şi } \psi_{2h0} = L_{22h} i_2 + L_{12} i_1$$

Înlocuind în (3.8) rezultă

$$\begin{aligned} u_1 = R_1 i_1 + L_{1\sigma} \frac{di_1}{dt} + K' \frac{d}{dt}(L_{11h} i_1 + L_{21} i_2) - K'' \cdot \\ \frac{d^2}{dt^2}(L_{11h} i_1 + L_{21} i_2) \\ - u_2 = R_2 i_2 + L_{2\sigma} \frac{di_2}{dt} + K' \frac{d}{dt}(L_{22h} i_2 + L_{12} i_1) - K'' \cdot \\ \frac{d^2}{dt^2}(L_{22h} i_2 + L_{12} i_1) \end{aligned} \tag{3.9}$$

Aceste ecuaţii sînt valabile în cazul general. Rezolvarea lor se poate face prin intermediul calculului operaţional, dacă se presupun parametrii constanţi deci dacă se consideră transformatorul idealizat, cu caracteristica magnetică lineară.

Pentru condiţii iniţiale nule, ecuaţiile operaţionale capătă forma

$$\begin{aligned} \bar{u}_1(p) = [R_1 + p(L_{1\sigma} + K' L_{11h}) - p^2 K'' L_{11h}]\bar{i}_1(p) + (K' - \\ - pK'')pL_{21}\bar{i}_2(p) \\ \bar{u}_2(p) = (K' - pK'')pL_{12}\bar{i}_1(p) + [R_2 + p(L_{2\sigma} + K' L_{22h}) - \\ - p^2 K'' L_{22h}]\bar{i}_2(p) \end{aligned} \tag{3.10}$$

sau sub formă matricială

$$\begin{vmatrix} \bar{u}_1(p) \\ -\bar{u}_2(p) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Z_{11}(p) & Z_{21}(p) \\ Z_{12}(p) & Z_{22}(p) \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \bar{i}_1(p) \\ \bar{i}_2(p) \end{vmatrix}$$

în care

$$\begin{aligned} Z_{11}(p) &= R_1 + p(L_{1\sigma} + K' L_{11h}) - p^2 K'' L_{11h} \\ Z_{22}(p) &= R_2 + p(L_{2\sigma} + K' L_{22h}) - p^2 K'' L_{22h} \\ Z_{12}(p) &= Z_{21}(p) = (K' - pK'')pL_{12} \end{aligned} \tag{3.11}$$

Dacă se înlocuiește în (3.10), $\bar{u}_2(p) = Z(p)\bar{i}_2(p)$ unde $Z(p)$ este impedanța operațională a circuitului de sarcină secundar, și se elimină $\bar{i}_2(p)$ rezultă

$$\bar{u}_1(p) = Z_e(p)\bar{i}_1(p)$$

unde (3.12)

$$Z_e(p) = Z_{11}(p) - \frac{Z_{12}^2(p)}{Z(p) + Z_{22}(p)}$$

este impedanța operațională echivalentă a transformatorului, relație ce leagă direct imaginile tensiunii și curentului primar; pentru o anumită formă de variație în raport cu timpul a tensiunii de alimentare u_1, dacă se cunosc parametrii transformatorului și sarcinii, rezultă modul de variație în timp al curentului primar.

Dacă tensiunea de alimentare u_1 variază sinusoidal în raport cu timpul cu pulsația ω, înlocuind în (3.10) $p = j\omega$ se obține pentru regimul permanent sistemul ecuațiilor de tensiuni în complex, ale transformatorului monofazat.

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= (R_1 + R_{1m})\underline{I}_1 + j\omega(L_{1\sigma} + K'L_{11h})\underline{I}_1 + (K''\omega^2 + j\omega)L_{21}\underline{I}_2 \\ -\underline{U}_2 &= (R_2 + R_{2m})\underline{I}_2 + j\omega(L_{2\sigma} + K'L_{22h})\underline{I}_2 + (K''\omega^2 + j\omega)L_{12}\underline{I}_1 \end{aligned} \quad (3.13)$$

sau matricial

$$\begin{vmatrix} \underline{U}_1 \\ -\underline{U}_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \underline{Z}_{11} & \underline{Z}_{21} \\ \underline{Z}_{12} & \underline{Z}_{22} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \end{vmatrix} \quad (3.14)$$

În (3.13), $R_{1m} = K''\omega^2 L_{11h}$, $R_{2m} = K''\omega^2 L_{22h}$ reprezintă rezistențe suplimentare primare și secundare, corespunzătoare pierderilor în fier. Impedanțele complexe din (3.14) rezultă din (3.11) prin înlocuirea $p = j\omega$.

Utilizînd și relația $\underline{U}_2 = \underline{Z}\underline{I}_2$ a circuitului secundar, rezultă analog o impedanță complexă echivalentă a transformatorului, $\underline{Z}_e = R_e + jX_e$ de forma (3.12) în care se face $p = j\omega$.

Ecuațiile prezentate cu utilizarea inductivităților proprii și mutuale reprezintă ecuațiile în *teoria fizică* a transformatorului monofazat. Ele sînt valabile doar pentru circuit magnetic linear, cînd inductivitățile proprii și mutuale care intervin sînt constante, numai în această ipoteză putînd fi aplicat principiul suprapunerii efectelor așa cum s-a procedat la definirea fluxurilor magnetice conform (3.5) și stabilirea pe această bază a ecuațiilor de tensiuni de forma (3.9). Cum în realitate circuitul magnetic prezintă saturație și fenomenul de histerezis, condițiile de mai sus sînt posibile în mod riguros doar în cazul ideal al unui transformator fără miez feromagnetic.

În concluzie, s-a neglijat în cazul teoriei fizice în forma prezentată fenomenul de saturație ; s-a ținut cont de pierderile în fier prin utilizarea ecuațiilor pentru fluxurile principale de forma (3.4) în care constantele K', K'' sînt constante de material.

3.3.2. ECUAȚIILE TEORIEI TEHNICE

Se ia în considerație în cele ce urmează fenomenul de saturație al miezului magnetic. Cum în acest caz între solenație și flux este o relație nelineară și neunivocă (dacă se consideră și histereza magnetică) nu se mai poate aplica

metoda suprapunerii efectelor şi ecuaţiile ce descriu comportarea transformatorului, capătă o altă formă. Înlocuind în continuare ca mai sus, pierderile prin histerezis cu pierderi echivalente prin curenţi turbionari, adică utilizînd pentru fluxul principal o relaţie de forma (3.4), se elimină caracterul neunivoc al legăturii dintre solenaţie şi flux.

Se transcriu ecuaţiile (3.8) cu evidenţierea fluxurilor principale şi de dispersie

$$R_1 i_1 - u_1 = -\frac{d\psi_{1\sigma}}{dt} - \frac{d\psi_{1h}}{dt} \tag{3.15}$$

$$R_2 i_2 + u_2 = -\frac{d\psi_{2\sigma}}{dt} - \frac{d\psi_{2h}}{dt}$$

Fluxurile de dispersie $\psi_{1\sigma}$, $\psi_{2\sigma}$ se închid în cea mai mare parte prin aer şi în consecinţă practic nu sînt condiţionate de saturaţie, deci se poate scrie

$$\psi_{1\sigma} = L_{1\sigma} i_1, \qquad \psi_{2\sigma} = L_{2\sigma} i_2$$

unde $L_{1\sigma}$, $L_{2\sigma}$ sînt inductivităţi constante.

Fluxurile principale ψ_{1h}, ψ_{2h} sînt legate de fluxul fascicular principal Φ_h ce înlănţuie ambele înfăşurări prin relaţiile

$$\psi_{1h} = N_1 \Phi_h, \qquad \psi_{2h} = N_2 \Phi_h \tag{3.16}$$

La producerea fluxului Φ_h participă atît solenaţia înfăşurării primare $\vartheta_1 = N_1 i_1$ cît şi solenaţia $\vartheta_2 = N_2 i_2$ a înfăşurării secundare. Cum $\mu = f(\vartheta)$, Φ_h nu mai poate fi obţinut ca sumă a cîmpurilor determinate de solenaţiile ϑ_1, ϑ_2 în parte ci este dat de solenaţia rezultantă de magnetizare

$$\vartheta_0 = N_1 i_1 + N_2 i_2$$

Aceeaşi solenaţie ϑ_0 poate fi obţinută la alimentarea înfăşurării primare a transformatorului, înfăşurarea secundară fiind deschisă, cu o astfel de tensiune încît să se stabilească un curent i_{01} care să excite un cîmp magnetic de aceeaşi valoare în miezul feromagnetic ca şi în cazul real al prezenţei curenţilor i_1, i_2.

Curentul i_{01} se numeşte *curentul total al transformatorului redus la primar* şi satisface evident relaţia

$$N_1 i_{01} = N_1 i_1 + N_2 i_2 \tag{3.17}$$

Se poate proceda analog la alimentarea înfăşurării secundare, în care caz se defineşte curentul total i_{02} şi pe această bază se poate scrie

$$\psi_{1h0} = L_{11h} i_{01}, \qquad \psi_{2h0} = L_{22h} i_{02} \tag{3.18}$$

Se consideră în continuare transformatorul alimentat în regim permanent cu o tensiune sinusoidală. Dacă se are în vedere prima ecuaţie din (3.15), întrucît căderile de tensiune $R_1 i_1$ şi $\frac{d\psi_{1\sigma}}{dt}$ la transformatoarele reale în regim normal de funcţionare sînt reduse, se poate considera $u_1 \cong \frac{d\psi_{1h}}{dt}$ şi dacă

tensiunea variază sinusoidal cu puulsaţia ω, rezultă că şi fluxul va avea tot o variaţie sinusoidală. Amplitudinea maximă a fluxului fascicular principal

$$\Phi_{hm} = \frac{U_1\sqrt{2}}{N_1\omega}$$

depinde direct de mărimea tensiunii aplicate care este deci o măsură a gradului de solicitare magnetică.

Cum caracteristica magnetică a transformatorului $\Phi_h = f(i_{01})$ este neliniară (fig. 3.10), la variaţia sinusoidală a fluxului, curentul total i_{01} va fi nesinusoidal. Curba curentului $i_{01}(t)$ s-a ridicat punct cu punct pentru fiecare valoare a fluxului aşa cum se vede din figură : dacă la timpul t_1 fluxul are valoarea $\Phi_h = ab$, din curba de magnetizare corespunde curentul $i_{01} = oc = ad$, ş.a.m.d. Nu s-a luat în consideraţie şi fenomenul de histerezis, întrucît conform convenţiei, toate pierderile din transformator se consideră produse prin curenţi turbionari (ciclul de histerezis se înlocuieşte prin caracteristica magnetică). Conţinutul de armonici din curba curentului i_{01} creşte cu creşterea tensiunii ca urmare a saturaţiei.

Dacă caracteristica $\Phi_h = f(i_{01})$ se consideră lineară în plaja $\pm\, \Phi_{hm}$, la o variaţie sinusoidală a lui Φ_h corespunde o variaţie sinusoidală în timp şi a curentului total iar inductivităţile L_{11h}, L_{22h} capătă valori constante, independent de sarcină. La altă valoare a tensiunii de alimentare se liniarizează caracteristica magnetică pentru altă plajă $\pm\, \Phi_{hm}$ şi în consecinţă inductivităţile L_{11h}, L_{22h} iau alte valori constante, considerînd pe această bază în ecuaţii, efectul saturaţiei magnetice.

Notînd

$$u_{e1} = -\frac{d\psi_{1h}}{dt}, \quad u_{e2} = -\frac{d\psi_{2h}}{dt} \tag{3.19}$$

ţinînd cont de (3.15) — (3.18) şi considerînd pentru o tensiune dată u_1 şi inductivităţile L_{11h}, L_{22h} constante, se poate stabili următorul sistem de

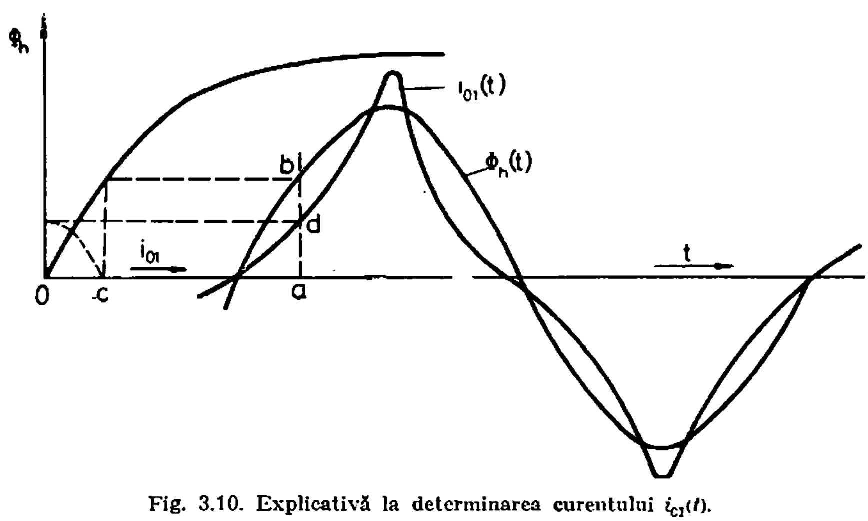


Fig. 3.10. Explicativă la determinarea curentului $i_{01}(t)$.

ecuaţii în valori momentane pentru transformatorul electric cu două înfăşurări în teoria tehnică,

$$\left.\begin{aligned} u_1 &= R_1 i_1 + L_{1\sigma} \frac{di_1}{dt} - u_{e1} \\ u_{e2} &= R_2 i_2 + L_{2\sigma} \frac{di_2}{dt} + u_2 \\ N_1 i_{01} &= N_1 i_1 + N_2 i_2 \\ u_{e1} &= -K' L_{11h} \frac{di_{01}}{dt} + K'' L_{11h} \frac{d^2 i_{01}}{dt^2} \\ N_2 u_{e1} &= N_1 u_{e2} \end{aligned}\right\} \tag{3.20}$$

În regim permanent dacă curenţii şi tensiunile variază sinusoidal, ecuaţiile (3.20) se pot scrie în mărimi complexe

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{Z}_1 \underline{I}_1 - \underline{U}_{e1} \\ \underline{U}_{e2} &= \underline{Z}_2 \underline{I}_2 + \underline{U}_2 \\ N_1 \underline{I}_{01} &= N_1 \underline{I}_1 + N_2 \underline{I}_2 \\ \underline{U}_{e1} &= -\underline{Z}_{1m} \underline{I}_{01} \\ N_2 \underline{U}_{e1} &= N_1 \underline{U}_{e2} \end{aligned} \tag{3.21}$$

la care se poate adăuga eucaţia tensiunilor circuitului secundar

$$\underline{U}_2 = \underline{Z} \underline{I}_2 \tag{3.22}$$

În aceste ecuaţii s-a notat

$$\underline{Z}_1 = R_1 + jX_1 ; \quad X_1 = \omega L_{1\sigma} ; \quad \underline{Z}_2 = R_2 + jX_2 ; \; X_2 = \omega L_{2\sigma} ;$$

$$\underline{Z}_{1m} = R_{1m} + jX_{1m} ; \quad R_{1m} = K'' \omega^2 L_{11h} ; \quad X_{1m} = K' \omega L_{11h} ;$$

$$\underline{Z} = R + jX \tag{3.23}$$

R, X — respectiv rezistenţa şi reactanţa circuitului conectat la bornele secundare.

Ecuaţiile (3.21), (3.22) pot lua şi o altă formă în care să nu apară explicit numerele de spire. Notînd

$$K \underline{U}_{e2} = \underline{U}'_{e2} = \underline{U}_{e1}, \qquad K^2 \underline{Z}_2 = \underline{Z}'_2, \; \frac{1}{K} \underline{I}_2 = \underline{I}'_2$$

$$K \underline{U}_2 = \underline{U}'_2, \qquad K^2 \underline{Z} = \underline{Z}' \tag{3.24}$$

unde $K = \frac{N_1}{N_2}$ este raportul de transformare al transformatorului, se obţine

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{Z}_1 \underline{I}_1 - \underline{U}_{e1} & \qquad \underline{U}_{e1} &= -\underline{Z}_{1m} \underline{I}_{01} \\ \underline{U}_{e1} &= \underline{Z}'_2 \underline{I}'_2 + \underline{U}'_2 & \qquad \underline{U}'_2 &= \underline{Z}' \underline{I}'_2 \\ \underline{I}_{01} &= \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 \end{aligned} \tag{3.25}$$

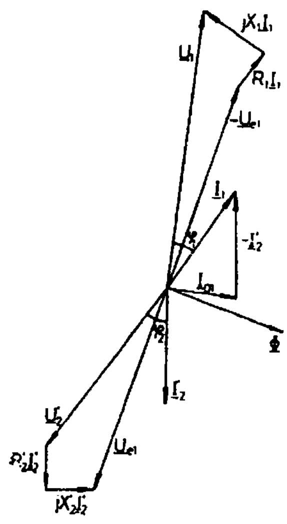


Fig. 3.11. Diagrama fazorială a transformatorului cu două înfășurări.

Acestea sînt ecuațiile unui transformator cu mărimile secundare reduse la primar, numit *transformator echivalent*. El este caracterizat prin aceeași înfășurare primară, același număr de spire în primar și secundar, aceleași fluxuri de puteri, aceleași defazaje și același randament ca transformatorul real ; prin intermediul transformatorului echivalent se poate analiza mai simplu comportarea transformatorului real.

Diagrama fazorială corespunzătoare sistemului de ecuații (3.25) este reprezentată în fig. 3.11. Se pleacă de la *curentul secundar redus* $\underline{I}_2'$ Cu ultima relație din (3.25) s-a reprezentat $\underline{U}_2'$ iar cu a doua $\underline{U}_{e1}$. Din ecuația a patra din (3.25) a rezultat $\underline{I}_{01}$ iar conform celei de a treia ecuații, curentul primar $\underline{I}_1$. Din prima ecuație rezultă în final tensiunea $\underline{U}_1$ și defazajul φ_1 față de $\underline{I}_1$.

Eliminînd din sistemul (3.25) pe $\underline{U}_{e1}$, $\underline{U}_2'$, $\underline{I}_{01}$, $\underline{I}_2'$ se obțin următoarele relații ce leagă curentul și tensiunea primară de forma

$$\underline{U}_1 = \left[\underline{Z}_1 + \frac{\underline{Z}_{1m}(\underline{Z}_2' + \underline{Z}')}{\underline{Z}_{1m} + \underline{Z}_2' + \underline{Z}'}\right]\underline{I}_1 \tag{3.26}$$

$$\underline{I}_1 = \underline{U}_1\left[\frac{1}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_{1m}} + \frac{1}{\underline{C}_1\underline{Z}_1 + \underline{C}_1^2(\underline{Z}_2' + \underline{Z}')}\right] \tag{3.27}$$

în care $\underline{C}_1 = 1 + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_{1m}}$ și deci transformatorul apare față de rețea ca o impedanță de parametrii dependenți atît de datele transformatorului cît și ale receptorului ; se poate urmări astfel încărcarea transformatorului în funcție de mărimea și caracterul sarcinii secundare.

Ecuației (3.26) îi corespunde o *schemă echivalentă în T* de forma din fig. 3.12, iar ecuației (3.27) *schema echivalentă în L* (fig. 3.13).

Se observă că la schema în L nu mai apar în ramurile legate în paralel curenții $\underline{I}_{01}$ și $\underline{I}_2'$ ci curenții $\underline{I}_{10}$, $\underline{I}_2''$. Schema în L cu circuitul de magnetizare scos la borne, se folosește mai ales la studiul locurilor geometrice.

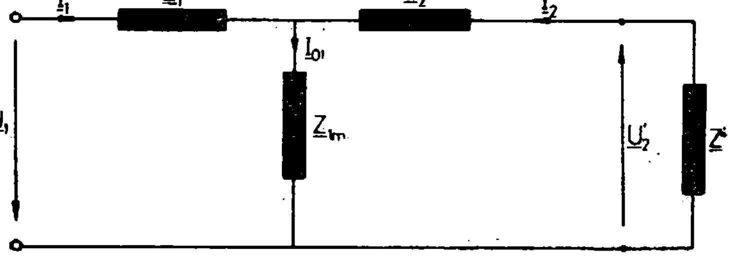


Fig. 3.12. Schema echivalentă în T.

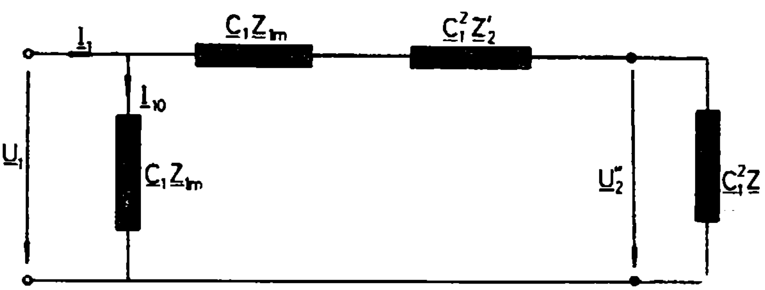


Fig. 3.13. Schema echivalentă în *L*.

Schemele echivalente au avantajul că înlocuiesc cuplajul magnetic al înfăşurărilor prin cuplaj galvanic şi pe această bază se simplifică analiza comportării transformatorului. Ambele scheme sînt valabile doar în regim sinusoidal.

3.4. CONEXIUNILE TRANSFORMATOARELOR TRIFAZATE

Fie (fig. 3.14, *a*) pe un miez două înfăşurări monofazate la fel înfăşurate cu capetele de început şi sfîrşit *A*, *X*, respectiv *a*, *x* ; prin litere mari se notează bornele înfăşurării de înaltă tensiune. Dacă fluxul ce înlănţuie înfăşurările variază sinusoidal şi tensiunile la borne variază sinusoidal, iar în planul complex se reprezintă prin fazorii sinfazici $\underline{U}_{AX}$, $\underline{U}_{ax}$ (fig. 3.14, *b*). Dacă se inversează capătul de început cu cel de sfîrşit al uneia din înfăşurări, adică se consideră bornele (*a*), (*x*), tensiunea $\underline{U}_{(ax)}$ se reprezintă în opoziţie de fază cu $\underline{U}_{AX}$. Pentru înfăşurări cu sensuri opuse de înfăşurare (fig. 3.15, *a*) se observă (fig. 3.15, *b*) că $\underline{U}_{AX}$ este în opoziţie cu $\underline{U}_{ax}$ şi sinfazică cu $\underline{U}_{(ax)}$. Inversarea sensului de înfăşurare este echivalentă deci cu inversarea capătului de început cu capătul de sfîrşit al înfăşurării.

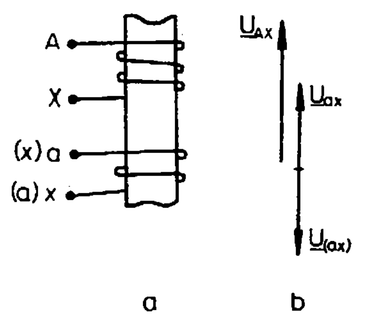


Fig. 3.14. *a* — înfăşurări în acelaşi sens bobinate ; *b* — fazorii tensiunilor la borne.

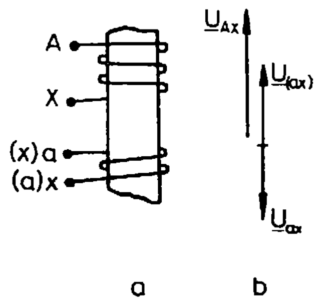


Fig. 3.15. *a* — înfăşurări în sensuri opuse bobinate ; *b* — fazorii tensiunilor la borne.

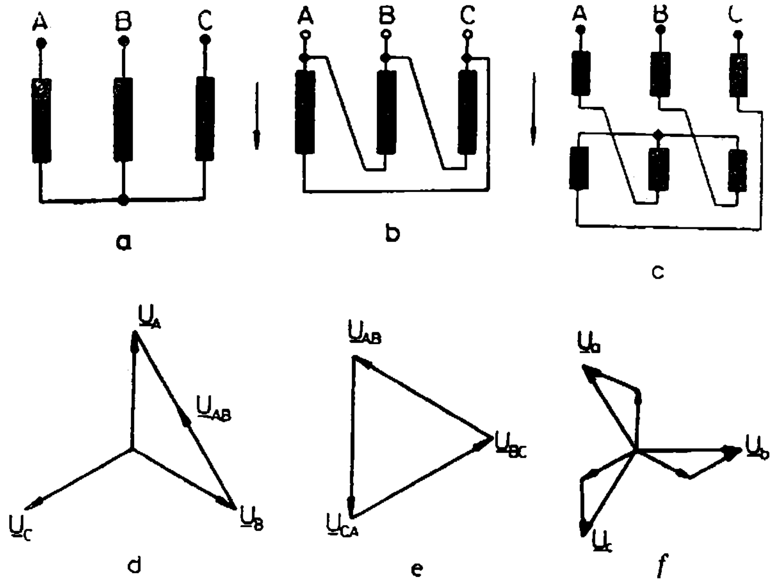


Fig. 3.16. Conexiunile înfăşurărilor transformatoarelor trifazate şi tensiunile de fază şi de linie corespunzătoare.

La transformatoarele trifazate, se leagă galvanic între ele înfăşurări aparţinînd aceleiaşi părţi (înfăşurările primare, înfăşurările secundare, terţiare etc). Modul de legare se numeşte *conexiune*. Se consideră în continuare că sensurile de înfăşurare sînt aceleaşi pentru toate înfăşurările.

Dacă se leagă între ele toate capetele de început sau sfîrşit ale înfăşurărilor aparţinînd aceleiaşi părţi se obţine *conexiune stea* notată prin Y sau y. Cînd se scoate la borne şi punctul comun (nulul transformatorului), se notează cu Y_0, y_0.

În fig. 3.16, *a* se reprezintă conexiunea Y a înfăşurării unui transformator trifazat. Pentru un sistem trifazat sinusoidal simetric, tensiunea de linie se obţine ca sumă a tensiunilor de fază cum se arată în fig. 3.16, *d* ; între valorile efective există relaţia $U_l = \sqrt{3}U_f$, corespunzător pentru curenţi, $I_l = I_f$.

Dacă se leagă consecutiv capătul de început al unei înfăşurări cu capătul de sfîrşit al următoarei ş.a.m.d. se obţine *conexiunea triunghi* (Δ, *d*), fig. 3.16, *b*, sau o *conexiune poligonală* pentru un transformator polifazat. Tensiunea de linie se vede (fig. 3.16, *e*) că este egală cu tensiunea de fază ; între curentul de linie şi de fază în regim sinusoidal simetric, există relaţia $I_l = \sqrt{3}I_f$.

În practică intervine şi *conexiunea zigzag* notată prin Z, z, cînd înfăşurările de fază se împart în două semiînfăşurări : capătul de sfîrşit al unei semiînfăşurări se leagă cu capătul de sfîrşit al celei de a doua semiînfăşurări plasate pe miezul vecin ; capetele de sfîrşit ale înfăşurărilor astfel formate, se leagă între ele (3.16, *c*). Dacă punctul comun se scoate la borne, se obţine conexiunea Z_0. Tensiunea de fază se obţine ca în fig. 3.16, *f*.

Ansamblul tuturor conexiunilor înfăşurărilor unui transformator, constituie *schema de conexiuni*. Se notează prima, conexiunea înfăşurării de înaltă

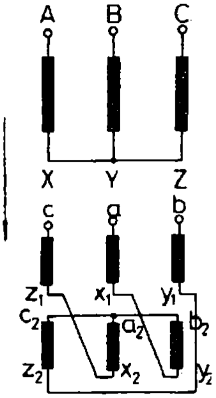


Fig. 3.17. Schema de conexiuni Yz_0 - n.

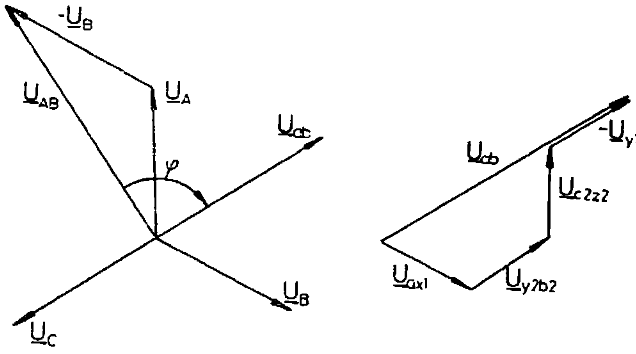


Fig. 3.18. Tensiunile $\underline{U}_{AB}$ și $\underline{U}_{ab}$, ce fixează numărul de ordine $n = 3$, pentru schema din fig. 3.17.

tensiune. De exemplu transformatorul din fig. 3.17 cu înfășurarea de *IT* conectară în stea, corespunde conexiunilor Yz_0. Schema de conexiuni este precizată, dacă la simbolurile ce reprezintă conexiunile înfășurărilor, se asociază și un număr de ordine n ; reprezentarea simbolică este de forma $Yz_0 - n$.

Numărul $n = \frac{\varphi}{\frac{\pi}{6}}$ unde φ este defazajul tensiunilor de linie omoloage primare și secundare ; la stabilirea lui φ tensiunea secundară se consideră întotdeauna rotită în urmă.

Pentru stabilirea lui n, reprezentarea tensiunilor în planul complex la transformatoarele trifazate, se face avînd în vedere cele arătate pentru transformatoarele monofazate. Se consideră un sens comun, de referință, de parcurgere a înfășurărilor primare și secundare, presupuse la fel înfășurate ; dacă sensul de parcurgere al înfășurărilor de pe același miez de la capătul de început la cel de sfîrșit este același la ambele față de sensul de referință ales, tensiunile primare și secundare respective se consideră sinfazice, altfel în opoziție. Se compară în principal tensiunile omoloage de linie primare și secundare.

În fig. 3.18 se exemplifică stabilirea diagramei fazoriale de tensiuni pentru transformatorul în conexiunea Yz_0 din fig. 3.17. Sensul pozitiv de referință este indicat prin săgeată. Tensiunile pe cele trei faze primare, parcurse dinspre capetele de început spre sfîrșit, în același sens cu sensul pozitiv ales, $\underline{U}_A$, $\underline{U}_B$, $\underline{U}_C$ sînt defazate cu $\frac{2\pi}{3}$. Pentru obținerea tensiunii de linie $\underline{U}_{AB}$, se însumează tensiunea $\underline{U}_A$ a fazei A parcursă în sensul pozitiv, cu tensiunea $-\underline{U}_B$ a fazei B parcursă în sens invers adică $\underline{U}_{AB} = \underline{U}_A + (-\underline{U}_B)$. Tensiunea $\underline{U}_{ab}$ se obține analog, $\underline{U}_{ab} = \underline{U}_{ax_1} + \underline{U}_{y_2b_2} + \underline{U}_{c_2z_2} + \underline{U}_{y_1b}$. Conform convenției s-au luat $\underline{U}_{ax_1}$, $\underline{U}_{c_2z_2}$ sinfazici cu tensiunile înfășurărilor primare de pe aceleași coloane, respectiv $\underline{U}_B$, $\underline{U}_A$ și analog $\underline{U}_{y_2b_2}$, $\underline{U}_{y_1b}$ în opoziție cu $\underline{U}_C$.

Se obţine un defazaj $\varphi = \frac{\pi}{2}$ între tensiunile omoloage primare şi secundare. Schema de conexiune analizată corespunde lui $n = \frac{\pi}{2} : \frac{\pi}{6} = 3$ şi se notează $Yz_0 - 3$.

Totalitatea schemelor de conexiuni cu acelaşi număr de ordine, formează o *grupă de conexiuni.*

Numărul de ordine prezintă importanţă mai ales la funcţionarea în paralel a transformatoarelor, posibilă doar cînd acestea aparţin aceleiaşi grupe de conexiuni.

3.5. ECUAŢIILE TRANSFORMATORULUI TRIFAZAT

Se presupune transformatorul trifazat cu înfăşurări simetrice primare şi secundare, alimentat cu un sistem trifazat simetric, sinusoidal de tensiuni, în regim staţionar. Dacă receptorul trifazat conectat în circuitul secundar este simetric, toate fazele se încarcă în mod egal, curenţii şi tensiunile formează sisteme trifazate simetrice şi pe această bază este suficient să se considere doar cîte o fază din primar şi secundar, reducîndu-se analiza la un transformator monofazat.

Ecuaţiile şi schemele echivalente stabilite pentru un transformator monofazat sînt valabile pentru fazele omoloage primare şi secundare ale transformatorului trifazat simetric.

Parametrii ce intervin în schemele echivalente sînt parametrii înfăşurărilor de fază. Trebuie făcută o observaţie în legătură cu inductivităţile corespunzătoare cîmpului magnetic principal, la alimentarea separată şi simultană a fazelor. Dacă transformatorul trifazat este cu circuite magnetice libere, înfăşurările fazelor nu sînt cuplate magnetic între ele şi inductivităţile lor principale rămîn aceleaşi şi în cazul alimentării simultane. La transformatorul cu circuite magnetice forţate, înfăşurările sînt cuplate magnetic astfel încît la producerea cîmpului magnetic al unei faze, contribuie toate fazele şi ca urmare înfăşurările prezintă alte inductivităţi.

Fie transformatorul trifazat cu circuite magnetice forţate, alimentat cu tensiuni de fază simetrice, cu secundarul deschis. Dacă se neglijează asimetria magnetică, curenţii de fază absorbiţi, necesari magnetizării formează de asemenea un sistem trifazat simetric astfel încît, fiecare fază absoarbe un curent necesar magnetizării coloanei pe care este plasată.

Inductivitatea principală a înfăşurării primare, este de forma $L_{1h} = N_1^2 \frac{1}{R}$ unde R este reluctanţa porţiunii circuitului magnetic ce revine fazei (o coloană); în realitate nu revin pe faze porţiuni egale ale circuitului magnetic, fazelor plasate pe coloanele extreme le revine şi cîte $1/2$ din jugul superior şi jugul inferior.

La alimentarea doar a unei singure faze, cîmpul magnetic principal se închide prin coloanele celorlalte două faze pe un drum de reluctanţă sporită. Dacă se neglijează ca mai sus asimetria magnetică, se poate presupune că fluxul se ramifică în mod egal pe celelalte două coloane de reluctanţă R (luate

deci în paralel) şi reluctanţa totală a circuitului magnetic devine $\frac{3}{2}R$ astfel încît inductivitatea principală a fazei primare este de forma $L_{11h}=\frac{2}{3}N_1^2\frac{1}{R}$.

Inductivitatea principală pe care o prezintă o înfăşurare la alimentarea simultană a fazelor se numeşte *inductivitate principală ciclică* şi este de 3/2 ori mai mare ca inductivitatea principală proprie a fazei $\left(L_{1h}=\frac{3}{2}L_{11h}\right)$.

Întrucît fluxurile mutuale de dispersie ale fazelor se consideră nule, inductivităţile de dispersie ale fazelor rămîn aceleaşi la alimentarea separată sau simultană şi ca urmare reactanţele de dispersie ce intervin în ecuaţii, nu se modifică.

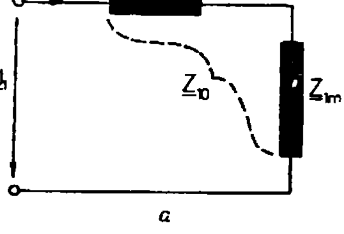
În ecuaţii şi în schemele echivalente, la determinarea lui Z_{1m} se consideră inductivitatea corespunzătoare porţiunii din circuitul magnetic aferent fazei, adică inductivitatea ciclică dacă transformatorul trifazat este cu circuite magnetice forţate, şi inductivitatea principală proprie dacă transformatorul este cu circuite magnetice libere.

3.6. REGIMURILE DE FUNCŢIONARE ALE TRANSFORMATORULUI

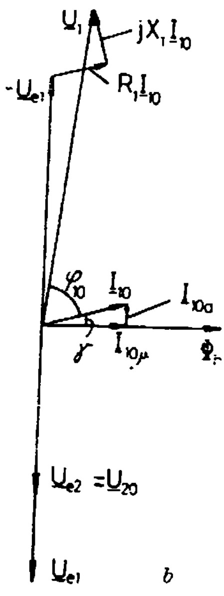
3.6.1. REGIMUL DE MERS ÎN GOL

La mersul în gol $Z' = \infty$ şi schema echivalentă capătă forma din fig. 3.19, *a*. Transformatorul se comportă ca un ansamblu de două bobine legate în serie : o bobină fără miez de fier de impedanţă Z_1 şi o bobină cu miez de fier de

Fig. 3.19. *a* — schema echivalentă a transformatorului la mersul în gol ; *b* — diagrama fazorială.



a



b

impedanță Z_{1m}. Cum Z_{1m} este importantă, curentul primar are o valoare la mersul în gol I_{10}, redusă, $I_{10} = (0{,}02 - 0{,}1)I_{1N}$. El este apropiat ca valoare de curentul total I_{01} definit în (3.17) dar nu trebuie confundat cu acesta, întrucît mărimea lui I_{01} pentru o tensiune la borne dată, este dependentă de sarcină.

Curentul absorbit la mersul în gol cînd tensiunea de alimentare este cea nominală, se numește *curent nominal de mers în gol.*

Ecuațiile la mersul în gol sînt de forma

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{Z}_1\underline{I}_{10} - \underline{U}_{e1} \\ \underline{U}_{e1} &= -\underline{Z}_{1m}\underline{I}_{10} \\ \underline{U}_{e1} &= \underline{U}'_2 = K\underline{U}_{20} \end{aligned} \tag{3.28}$$

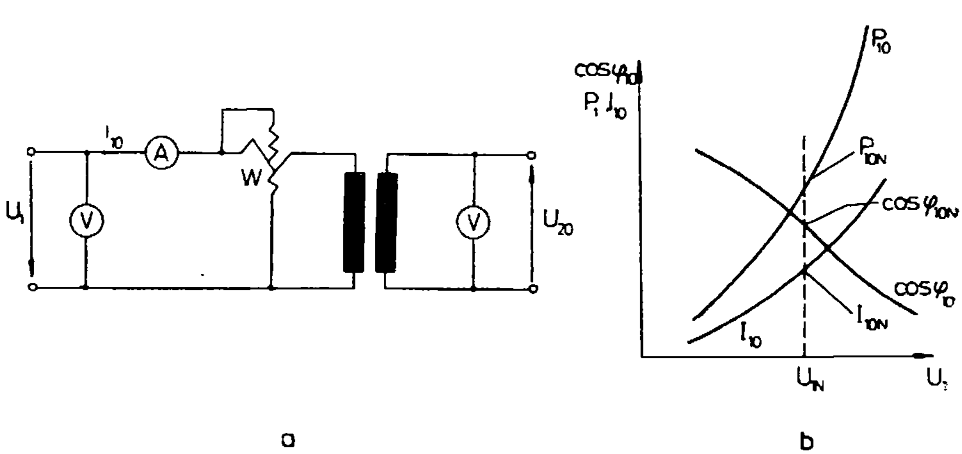
Diagrama fazorială este reprezentată în fig. 3.19, *b*. Ca urmare a pierderilor în fier, curentul de gol apare defazat față de $\underline{\Phi}_h$ cu unghiul γ (în fig. 3.19, *b* s-au evidențiat componentele de magnetizare $\underline{I}_{10\mu}$ și corespunzătoare pierderilor în fier $\underline{I}_{10a}$, ale curentului $\underline{I}_{10}$). Raportat la tensiunea U_1 a rețelei, componenta activă a curentului de gol ia o valoare, corespunzător pierderilor p_{10} de la mersul în gol

$$p_{10} = m_1R_1I_{10}^2 + m_1R_{1m}I_{10}^2$$

unde m_1 este numărul de faze al înfășurării primare.

Primul termen reprezintă pierderile în înfășurarea primară, cel de al doilea, pierderile echivalente în fier. La transformatoarele normale pierderile în fier și în înfășurări la curentul nominal, sînt de același ordin de mărime. Cum $I_{10} \ll I_{1N}$, pierderile în înfășurări la mersul în gol sînt foarte mici și se pot neglija față de pierderile în fier astfel încît $p_{10} \cong p_{fe}$.

Parametrii transformatorului la mersul în gol și pierderile ce au loc, se pot determina pe cale experimentală. *Încercarea la mersul în gol* a transformatorului monofazat se realizează conform schemei din fig. 3.20, *a*. Se reglează tensiunea de alimentare U_1 și se măsoară puterea absorbită p_{10} și cu-



a b

Fig. 3.20. Încercarea la mersul în gol. *a* — schema de încercare ; *b* — curbele caracteristice.

rentul I_{10}; se reprezintă curbele (fig. 3.20, *b*), $I_{10} = f(U_1)$, $p_{10} = f(U_1)$, $\cos\varphi_{10} = f(U_1)$. Se observă că datorită saturaţiei circuitului magnetic curentul de gol variază neliniar cu tensiunea de alimentare şi de asemenea $\cos\varphi_{10}$ se modifică în limite largi.

Interesează mărimile corspunzătoare tensiunii nominale p_{10N}, $\cos\varphi_{10N}$, I_{10N} determinate ca în fig. 3.20, *b*.

Din datele măsurătorilor se determină la tensiunea nominală, impedanţa totală de mers în gol $\underline{Z}_{10} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_{1m} = R_{10} + jX_{10}$. $Z_{10} = \frac{U_{1N}}{I_{10N}}$ şi de asemenea $R_{10} = \frac{p_{10N}}{I_{10N}^2}$. Dar $R_{10} = R_1 + R_{1m}$ şi măsurînd direct pe R_1 se poate determina pe cale experimentală rezistenţa echivalentă corespunzătoare pierderilor în fier. Reactanţa totală la mersul în gol $X_{10} = X_1 + X_{1m}$ se obţine din relaţia $X_{10} = \sqrt{Z_{10}^2 - R_{10}^2}$ şi pe această bază parametrii transformatorului monofazat la mersul în gol sînt precizaţi. Cum la mersul în gol $U_1 \cong U_{e1}$ şi $U_{e2} = U_{20}$, unde U_{20} este tensiunea secundară la mersul în gol, se poate determina experimental raportul de transformare

$$K = \frac{U_{e1}}{U_{e2}} = \frac{N_1}{N_2} \cong \frac{U_1}{U_{20}}$$

prin măsurarea tensiunilor primare şi secundare U_1, U_{20}. Cunoaşterea precisă a lui K şi p_{0N} la transformator este necesară, respectiv la funcţionarea în paralel cu alte transformatoare şi la determinarea randamentului în sarcină.

Transformatorul se realizează cu inducţii magnetice în miez relativ ridicate (1,5—1,7 T) şi în consecinţă aşa cum s-a arătat în § 3.3.2, curentul de gol variază în realitate nesinusoidal în timp. Conţinutul de armonici din curba curentului, creşte cu creşterea valorii maxime a fluxului şi deci a tensiunii de alimentare. Dintre armonicile superioare, cea mai importantă este armonica de ordinul trei.

3.6.1.1. FUNCŢIONAREA TRANSFORMATORULUI TRIFAZAT LA MERSUL ÎN GOL

Faţă de cele arătate la transformatorul monofazat, comportarea transformatorului trifazat este condiţionată şi de conexiunea înfăşurărilor şi forma constructivă a miezului feromagnetic. Astfel, la *schema de conexiuni* Y_{J0} a transformatorului *cu circuite magnetice libere*, curenţii armonică de ordinul 3 ai celor trei înfăşurări primare $i_{A03} = I_{03} \sin 3\omega t$, $i_{B03} = I_{03} \sin 3\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$, $i_{C03} = I_{03} \sin 3\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$, sînt sinfazici deci nu se pot închide. Ei dispar din curba curentului de gol şi curenţii fazelor se apropie de o variaţie sinusoidală ; corespunzător, fluxul ce înlănţuie înfăşurările de fază devine nesinusoidal, armonica a treia fiind cea mai importantă (fluxul de armonică 3 se închide prin fiecare miez separat). În consecinţă pe lîngă tensiunea indusă pe fază de armonica fundamentală a fluxului, apare şi o tensiune indusă armonică de ordinul 3. Tensiunile de fază se deformează, devin nesinusoidale de

o valoare efectivă ce poate depăşi cu 15—20% valoarea efectivă din cazul variaţiei sinusoidale şi determina deranjamente în instalaţii.

Dacă se realizează transformatorul în *conexiuni* Yy_0 dar *cu circuite magnetice forţate*, fluxurile armonică de ordinul 3 fiind sinfazice, se închid în principal prin aer pe un traseu de reluctanţă magnetică mare şi în consecinţă iau o valoare redusă; şi tensiunea electromotoare corespunzătoare indusă va fi redusă şi deformarea tensiunilor de fază scade sensibil.

La schema de conexiuni Yd a înfăşurărilor nu se stabileşte armonica de ordinul 3 în curba fluxului principal şi nici în curba curentului primar, întrucît curentul armonică de ordinul 3 necesar magnetizării, se poate stabili în înfăşurarea secundară. Ca urmare, tensiunile de fază nu se deformează. Asemănător se comportă şi *schema de conexiuni Dy*.

Schema de conexiuni Yy_0 poate fi folosită şi la transformatoare cu circuite magnetice libere, dacă se adaugă încă o înfăşurare (terţiară), conectată în triunghi[1].

Încercarea de mers în gol a transformatorului trifazat se efectuează ca şi la transformatorul monofazat. Se alimentează înfăşurarea primară trifazată cu un sistem sinusoidal simetric de tensiuni şi se urmăresc toate fazele. Prelucrarea rezultatelor pentru fiecare fază se face ca şi la transformatorul monofazat şi se trasează aceleaşi curbe ca în fig. 3.20, *b*.

Raportul de transformare este dat de relaţia $K = \frac{U_{1l}}{U_{20l}}$ unde U_{1l}, U_{20l} sînt tensiunile de linie primară şi secundară la mersul în gol şi se determină din măsurătoare directă cu multă atenţie. Raportul de transformare poate fi definit ca şi la transformatorul monofazat în funcţie de numărul de spire. Dacă numerele de spire pe fază ale înfăşurărilor primară şi secundară presupuse plasate în întregime doar pe o singură coloană (nu în zigzag), sînt N_1, N_2 avem $\frac{U_{1f}}{U_{20f}} \cong \frac{N_1}{N_2}$, unde U_{1f}, U_{20f}, sînt tensiuni de fază. Din analiza conexiunilor transformatorului (§. 3.4) se obţine legătura dintre tensiunea de fază şi de linie a unei înfăşurări trifazate. Pe această bază la schema de conexiuni Yy, $K = \frac{U_{1l}}{U_{20l}} = \frac{\sqrt{3}U_{1f}}{\sqrt{3}U_{20f}} \cong \frac{N_1}{N_2}$, la schema de conexiuni Yd, $K = \frac{U_{1l}}{U_{20l}} = \frac{\sqrt{3}U_{1f}}{U_{20f}} \cong \sqrt{3}\,\frac{N_1}{N_2}$ ş.a.m.d.

3.6.2. REGIMUL DE SCURTCIRCUIT

La scurtcircuit bornele secundare sînt legate în scurt-circuit, $Z' = 0$ şi schema echivalentă devine (fig. 3.21, *a*). Ecuaţiile capătă forma

$$\begin{aligned} \underline{U}_{1sc} &= \underline{Z}_1\underline{I}_{1sc} - \underline{U}_{e1sc} \\ \underline{U}_{e1sc} &= \underline{Z}_2'\underline{I}_{2sc}' \\ \underline{I}_{01sc} &= \underline{I}_{1sc} + \underline{I}_{2sc}' \\ \underline{U}_{e1sc} &= \underline{Z}_{1m}\underline{I}_{01sc} \end{aligned} \tag{3.29}$$

[1] Detalii în [24 III].

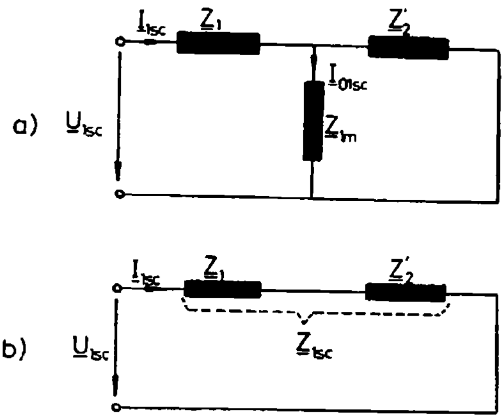


Fig. 3.21. *a* — schema echivalentă a transformatorului la mersul în scurtcircuit; *b* — schema simplificată.

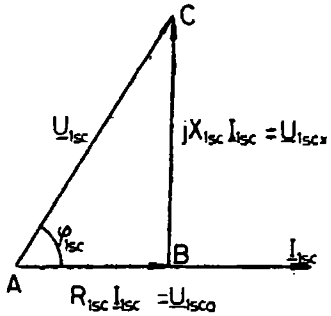


Fig. 3.22. Diagrama fazorială simplificată la scurtcircuit.

Cum $\underline{Z}_2' \ll \underline{Z}_{1m}$ se poate neglija $\underline{I}_{01sc}$ faţă de $\underline{I}_{1sc}$, $\underline{I}_{2sc}'$ şi în acest caz schema echivalentă este cea din figura 3.21, *b*. Transformatorul se comportă ca două bobine fără miez de fier de impedanţe $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2'$, legate în serie. Impedanţele $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2'$ se înlocuiesc cu o impedanţă echivalentă faţă de primar $\underline{Z}_{1sc} = R_{1sc} + jX_{1sc}$ numită *impedanţa de scurtcircuit* a transformatorului. R_{1sc}, X_{1sc} sînt respectiv rezistenţa şi reactanţa de scurtcircuit de forma, $R_{1sc} = R_1 + R_2'$, $X_{1sc} = X_1 + X_2'$. Înlocuind $\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2' = \underline{Z}_{1sc}$ rezultă

$$\underline{U}_{1sc} = \underline{Z}_{1sc}\underline{I}_{1sc} \tag{3.30}$$

şi diagrama fazorială simplificată la scurtcircuit din fig. 3.22.

Căderile de tensiune $\underline{U}_{1sca} = R_{1sc}\underline{I}_{1sc}$, $\underline{U}_{1scx} = jX_{1sc}\underline{I}_{1sc}$ se numesc *componentele active* şi *reactive* ale tensiunii de scurtcircuit $\underline{U}_{1sc}$ iar triunghiul *ABC*, *triunghi de scurtcircuit*. Unghiul φ_{1sc} este dat de relaţia $\varphi_{1sc} = \text{arc tg } X_{1sc}/R_{1sc}$. Dacă triunghiul este construit pentru curentul nominal ($I_{1sc} = I_{1N}$), se numeşte *triunghi principal de scurtcircuit*. Pentru un curent oarecare $I_{1sc} = K_s I_{1N}$, triunghiul de scurtcircuit se deduce din cel precedent prin modificarea laturilor în raportul K_s.

Impedanţa $\underline{Z}_{1sc}$ ca sumă a impedanţelor de dispersie are o valoare redusă şi în consecinţă la scurtcircuit chiar la o tensiune redusă se pot stabili curenţi importanţi.

Tensiunea de alimentare a transformatorului legat cu secundarul în scurtcircuit, astfel ca în înfăşurarea secundară să se stabilească curentul nominal, se numeşte *tensiune nominală de scurtcircuit*. Ea este de ordinul $(0{,}05—0{,}1)U_{1N}$. Rezultă de aici că dacă un transformator alimentat la tensiunea nominală are secundarul legat în scurtcircuit, prin el se stabilesc curenţi de scurtcircuit de durată ce pot depăşi de 20 ori curenţii nominali ai înfăşurărilor; un astfel de scurtcircuit zis *scurtcircuit de avarie* este periculos pentru transformator prin efectele lui termice şi electrodinamice.

În uzina constructoare se efectuează *scurtcircuitul de probă* la toate transformatoarele. Pentru un transformator monofazat se utilizează schema din

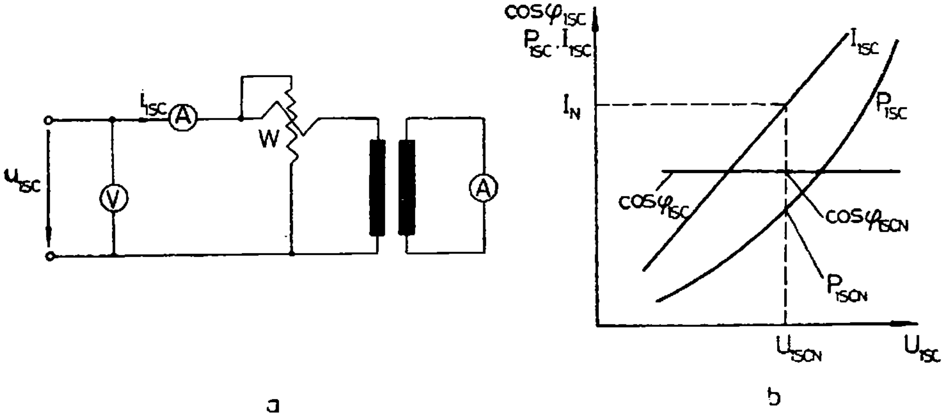


Fig. 3.23. Încercarea de scurtcircuit ;
a — schema de încercare ; *b* — curbele caracteristice.

fig. 3.23, *a*. Se alimentează transformatorul cu tensiuni reduse, astfel ca prin înfăşurări să se stabilească curenţi admisibili şi se ridică curbele $I_{1sc} = f(U_{1sc})$, $p_{1sc} = f(U_{1sc})$, $\cos \varphi_{1sc} = f(U_{1sc})$ reprezentate în fig. 3.23, *b*. Cum impedanţa Z_{1sc} este a unei bobine fără miez de fier, saturaţia nu intervine ca în cazul regimului de mers în gol şi $\cos \varphi_{1sc}$ rămîne practic constant cu tensiunea.

Puterea activă luată din reţea la scurtcircuit corespunde pierderilor în înfăşurări şi în fierul transformatorului.

$$p_{1sc} = R_1 I_{1sc}^2 + R_2 I_{2sc}^2 + p_{fe} = R_1 I_{1sc}^2 + R_2' I_{2sc}'^2 + p_{fe}$$

şi cum $I_2' = I_1$

$$p_{1sc} = (R_1 + R_2') I_{1sc}^2 + p_{fe} = R_{1sc} I_{1sc}^2 + p_{fe}$$

Tensiunea de alimentare este de ordinul procentelor la curenţi prin înfăşurări de ordinul curenţilor nominali astfel încît curentul total al transformatorului este practic nul, ca urmare, cîmpul magnetic al transformatorului este practic un cîmp de dispersie şi deci se pot neglija pierderile în fier faţă de cele din înfăşurări şi

$$p_{1sc} \cong R_{1sc} I_{1sc}^2$$

Parametrii transformatorului la scurtcircuit sînt daţi de relaţiile

$$R_{1sc} = \frac{p_{1sc}}{I_{1sc}^2}, \quad Z_{1sc} = \frac{U_{1sc}}{I_{1sc}}, \quad X_{1sc} = \sqrt{Z_{1sc}^2 - R_{1sc}^2} \qquad (3.31)$$

Din proba de scurtcircuit se verifică tensiunea nominală de scurtcircuit ce nu trebuie să difere faţă de cea impusă cu peste $\pm 10\%$, şi se determină pierderile în înfăşurări la curentul nominal, necesare în calculul randamentului transformatorului la funcţionarea în sarcină.

Tot ce s-a spus despre scurtcircuitul transformatorului monofazat, este valabil pentru o fază a unui transformator trifazat simetric legat cu secundarul în scurtcircuit, alimentat în primar cu un sistem de tensiuni trifazate sinusoidale simetrice.

În relaţiile (3.31) pentru a determina rezistenţa şi reactanţa de scurtcircuit ale unei faze, se iau pierderile de scurtcircuit pe fază, tensiunea şi curentul de fază[1].

3.6.3. REGIMUL DE SARCINĂ

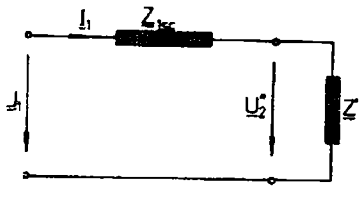
La funcţionarea în sarcină, transformatorul absoarbe o putere din reţea şi după ce îşi acoperă pierderile, o transmite receptorului conectat la bornele secundare.

Comportarea în sarcină a transformatorului monofazat, poate fi urmărită prin intermediul ecuaţiilor (3.25) şi a uneia din schemele echivalente din fig. 3.12, 3.13, în care $Z' \neq 0$.

La funcţionarea în sarcină simetrică a unui transformator trifazat simetric, încărcarea fazelor este simetrică şi analiza comportării se poate face avînd în vedere o singură fază, ca şi cum transformatorul ar fi monofazat, deci pe baza aceloraşi scheme echivalente (cu observaţia că dacă transformatorul este cu circuite magnetice forţate, în calculul lui Z_{1m} se introduce inductivitatea ciclică).

Dacă puterea secundară transmisă $P_2 < \frac{1}{3} P_{2N}$, unde P_{2N} este puterea secundară nominală, în schema echivalentă în T rezultă I_1, $I_2' \gg I_{01}$ şi curentul de magnetizare se poate neglija astfel încît se utilizează schema simplificată din fig. 3.24, *a*, în care tensiunea secundară raportată $\underline{U}_2'$ s-a înlocuit cu tensiunea $\underline{U}_2'' = -\underline{U}_2'$. Schema este valabilă pentru un transformator monofazat sau pentru o fază a unui transformator trifazat (polifazat) simetric, la funcţionarea în sarcină.

Diagrama fazorială corespunzătoare este de forma din fig. 3.24, *b*. Dacă $Z' = \infty$, rezultă $U_2'' = U_1 = KU_{20}$, este regimul de mers în gol. Tensiunea secundară U_{20} diferă de tensiunea U_1 prin raportul de transformare, iar cîmpul magnetic este cîmpul principal corespunzător tensiunii aplicate U_1.



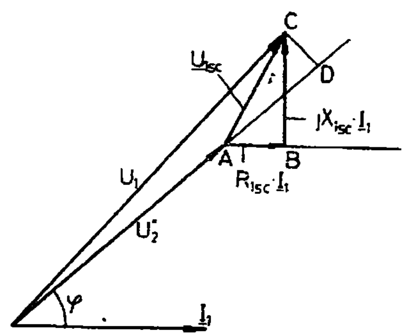


Fig. 3.24. *a* — schema echivalentă simplificată a transformatorului la funcţionarea în sarcină ; *b* — diagrama fazorială corespunzătoare.

[1] Pentru detalii a se vedea [24 III].

Dacă $Z' = 0$, rezultă $U_2'' = 0$, apare regimul de scurtcircuit. Prin înfăşurări se stabilesc curenţi cu mult peste cei nominali, cîmpul magnetic este practic un cîmp de dispersie.

Dacă $Z' \neq 0$, ia astfel de valori încît curenţii înfăşurărilor să fie în jurul celor nominali, căderea de tensiune pe impedanţa de dispersie $\underline{U}_{1sc}$ se ştie că este de ordinul procentelor astfel încît tensiunea secundară $\underline{U}_2''$ se modifică puţin faţă de $\underline{U}_1$. Pe această bază se poate afirma că regimul de sarcină al transformatorului, este dat de suprapunerea regimului de gol la tensiunea U_1 şi de scurtcircuit la curenţii înfăşurărilor. Cîmpul magnetic principal practic este cel de la mersul în gol, cîmpul magnetic de dispersie este cel corespunzător funcţionării în scurtcircuit la curenţii consideraţi.

Întrucît la funcţionarea în sarcină se neglijează curentul de magnetizare (pentru $P_2 > \frac{1}{3} P_{2N}$), tensiunile şi curenţii variază practic sinusoidal, în raport cu timpul.

3.6.3.1. DETERMINAREA VARIAŢIEI TENSIUNII SECUNDARE ÎN SARCINĂ

La funcţionarea în sarcină a unui transformator, un interes deosebit prezintă determinarea variaţiei de tensiune la bornele secundare, de la mers în gol la plină sarcină $U_{20} - U_2$, sau în mărimi raportate la primar, $\Delta U = U_1 - U_2''$. Uneori căderea de tensiune ΔU se stabileşte în procente din tensiunea nominală

$$\Delta u = \frac{\Delta U}{U_{1N}} 100 \qquad (3.32)$$

Căderea de tensiune ΔU se poate determina pe *cale grafică* conform fig. 3.25. Se construieşte triunghiul de scurtcircuit ABC pentru I_{1N} şi pentru simplificare, se împarte latura AC prin punctele D_1, D_2, D_3, într-un nu-

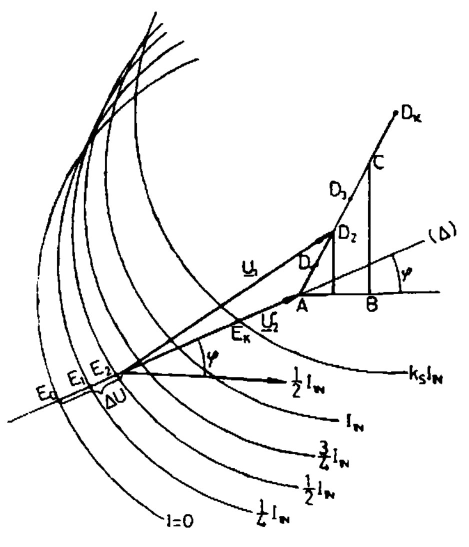


Fig. 3.25. Determinarea pe cale grafică a variaţiei tensiunii secundare în sarcină.

măr de 4 segmente egale. Cu centrul în A, C şi în punctele de intersecţie D_1, D_2, D_3 şi cu raza cît tensiunea U_{1N} se trasează cercuri; se duce dreapta (Δ) ce face cu AB un unghi φ ce taie cercurile în E_0, E_1, E_2, etc. Căderea de tensiune pentru o sarcină de $1/2 \cdot I_{1N}$ la defazajul φ dintre $\underline{U}_2''$ şi $\underline{I}_2$ este dată de segmentul E_0E_2. Într-adevăr, diagrama fazorială reprezentată îngroşat, corespunde unei sarcini $I_1 = 1/2\ I_{1N}$ deci $E_2A = U_2''$. Cum $E_0A = U_1$ rezultă $E_0E_2 = \Delta U$ căutat. Analog pentru $I_1 = \frac{1}{4} I_{1N}$, $\Delta U = E_0E_1$, ş.a.m.d. Cercurile trasate corespund curenţilor indicaţi în dreptul lor.

Latura AC se poate împărţi într-un anumit fel, în segmente egale sau neegale, încît să se traseze cercuri corespunzătoare unor anumiţi curenţi de sarcină. În general, cercul de centru D_k, unde $AD_k/AC = k_s$ corespunde curentului de sarcină k_sI_{1N} (în cazul reprezentat $k_s > 1$) şi căderea de tensiune corespunzătoare, este E_0E_k.

Metoda grafică permite să se observe că ΔU depinde nu numai de mărimea sarcinii ci şi de caracterul ei; astfel, pentru un curent dat, cu unghiul φ se modifică ΔU şi pentru sarcini capacitive ΔU ia valori negative, deci tensiunea secundară în sarcină poate depăşi tensiunea secundară de la mers în gol.

Urmărirea comodă a variaţiei căderii de tensiune cu sarcina şi cu caracterul ei, reprezintă avantajul *metodei grafice*.

Din diagrama fazorială din fig. 3.24, *b* se poate determina *expresia analitică* a căderii de tensiune. Se proiectează punctul C în D pe direcţia OA şi se aproximează $OD \cong U_1$. În acest caz

$$\Delta U = OD - OA = AD = U_{1sca} \cos \varphi + U_{1scx} \sin \varphi.$$

sau evidenţiind componentele nominale ale tensiunii de scurtcircuit

$$\Delta U = k_s U_{1scaN} \cos \varphi + k_s U_{1scxN} \sin \varphi$$

Calculul cu această expresie simplificată este admisibil în măsura în care se poate aprecia $OD \cong U_1$.

3.6.3.2. RANDAMENTUL TRANSFORMATORULUI

Randamentul transformatorului la funcţionarea în sarcină este dat de expresia

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \tag{3.33}$$

unde $P_2 = m_2U_2I_2 \cos \varphi$, este puterea transmisă receptorului iar $P_1 = P_2 + \Sigma p$, este puterea cerută din reţea; Σp — pierderile totale din transformator, date de suma pierderilor în fier şi înfăşurări, $\Sigma p = p_{fe} + p_{cu}$. Se determină randamentul pentru tensiunea nominală de alimentare.

Cum la funcţionarea în sarcină cîmpul magnetic principal rămîne practic cel de la mersul în gol, pierderile în fier se consideră constante, cele determinate la proba de mers în gol, la tensiunea nominală.

Pierderile în înfăşurări sînt practic cele de la scurtcircuitul de probă la curentul respectiv, deci $p_{cu} = m_1 R_{1sc} I_1^2$ sau introducînd coeficientul de sarcină k_s

$$p_{cu} = p_{cuN} k_s^2$$

Aproximînd că tensiunea U_2 în sarcină este practic cea de la mersul în gol adică $U_2 = U_{20} = U_{2N}$, rezultă $P_2 = m_2 U_{2N} \cdot I_2 \cos \varphi$ sau notînd $I_2 = k_s I_{2N}$,

$$P_2 = P_{2N} k_s \cos \varphi$$

unde $P_{2N} = m_2 U_{2N} I_{2N}$ este puterea nominală aparentă a circuitului secundar.

Rezultă următoarea expresie pentru randament

$$\eta = \frac{P_{2N} k_s \cos \varphi}{P_{2N} k_s \cos \varphi + k_s^2 p_{cuN} + p_{fe}} \tag{3.34}$$

Se observă că η este funcţie de mărimea sarcinii secundare şi de caracterul ei, prin intermediul lui k_s şi φ. În fig. 3.26 sînt reprezentate curbele $\eta = f(P_2)$ pentru două valori ale lui $\cos \varphi$.

La $\varphi =$ ct, valoarea k_s pentru care $\eta = \eta_{max}$ se determină din relaţia

$$\frac{\partial \eta}{\partial k_s} = 0$$

Rezultă

$$p_{fe} = k_s^2 p_{cuN} \tag{3.35}$$

Dacă se cere ca randamentul să fie maxim la sarcina nominală, trebuie să fie îndeplinită condiţia $p_{fe} = p_{cuN}$. Dacă transformatorul funcţionează la lungă durată subîncărcat ($k_s < 1$), cum în această situaţie este de dorit ca η să fie maxim, rezultă conform (3.35), legătura necesară dintre p_{fe} şi p_{cuN}; ca urmare, transformatorul se dimensionează de regulă cu $p_{fe} < p_{cuN}$.

Randamentul transformatorului este ridicat, şi la puteri mari poate depăşi 99%.

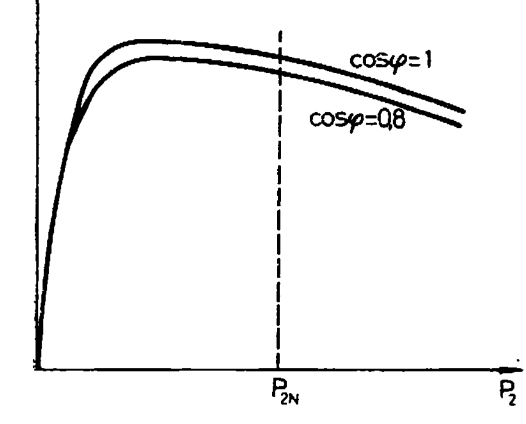


Fig. 3.26. Curbe de randament pentru transformator la diverşi cos φ.

3.7. FUNCŢIONAREA ÎN PARALEL A TRANSFORMATOARELOR

În cazul unor consumatori importanţi, este necesară alimentarea acestora prin intermediul a două sau mai multor transformatoare, conectate în paralel[1]. În acest caz bornele omoloage primare se leagă la bare comune şi sînt alimentate cu aceeaşi tensiune U_1 şi analog, bornele secundare la barele de tensiune U_2 de alimentare a receptorului.

În fig. 3.27 se indică modul de legare în paralel a două transformatoare monofazate sau a fazelor omoloage a două transformatoare trifazate; s-a notat prin Z impedanţa receptorului monofazat sau impedanţa echivalentă pe fază a receptorului trifazat.

Funcţionarea în paralel în sarcină simetrică este optimă, dacă curenţii ce se stabilesc prin înfăşurările transformatoarelor se însumează aritmetic şi sînt proporţionali cu puterile nominale. Pierderile ce se produc în acest caz în transformatoare, sînt minime iar puterea secundară maximă; se poate transmite receptorului o putere cît suma puterilor nominale ale transformatoarelor cuplate. În cazul absenţei sarcinii secundare, trebuie ca şi curenţii secundari ai transformatoarelor să fie nuli. În condiţii determinate se pot însă stabili curenţi de circulaţie între înfăşurările legate în paralel aşa cum este indicat în fig. 3.27. Prezenţa curenţilor de circulaţie face ca în sarcină unele transformatoare să apară supraîncărcate, altele subîncărcate. Puterea secundară maximă ce se poate obţine prin intermediul ansamblului transformatoarelor, este limitată în acest caz la o valoare pentru care nu este depăşită sarcina admisibilă pe transformatorul cel mai încărcat.

Pentru a fi îndeplinite condiţiile unei bune funcţionări în paralel a transformatoarelor, trebuiesc îndeplinite următoarele condiţii.

1. Toate transformatoarele să aibă acelaşi raport de transformare;
2. Transformatoarele să aparţină aceleiaşi grupe de conexiuni;
3. Tensiunile nominale de scurtcircuit să fie egale;
4. Raportul puterilor nominale de maximum 1/3—1/4.

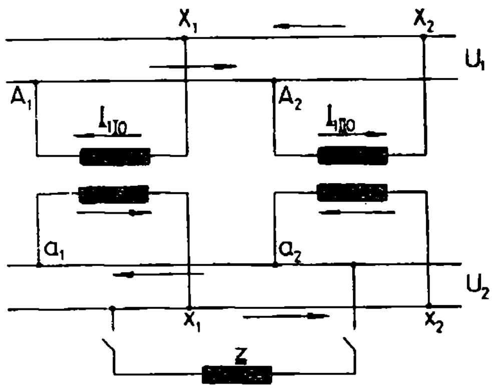


Fig. 3.27. Conectarea în paralel a transformatoarelor.

[1] A se vedea şi [6], [9 II], [21 III].

În continuare se consideră că doar numai cîte una din primele trei condiţii nu este îndeplinită. Analiza comportării se face prin intermediul ecuaţiilor simplificate ale transformatorului, în care se neglijează curentul total, pentru care este valabilă schema simplificată reprezentată în fig. 3.24, *a* şi diagrama fazorială din fig. 3.24, *b*.

3.7.1. FUNCŢIONAREA ÎN PARALEL A TRANSFORMATOARELOR CU RAPOARTE DE TRANSFORMARE DIFERITE

Se consideră pentru simplificare două transformatoare I, II, cu $K_I < K_{II}$ şi de puteri nominale $P_{IN} < P_{IIN}$, conectate la bare comune de tensiune U_1. Se consideră egale tensiunile nominale de scurtcircuit şi de asemenea şi componentele lor active şi reactive ($U_{1scaI} = U_{1scaII}$, $U_{1scxI} = U_{1scxII}$), adică triunghiurile nominale de scurtcircuit sînt suprapuse.

La funcţionarea în gol, independentă, a fiecărui transformator, tensiunile secundare U_{20I}, U_{20II} sînt diferite. La funcţionarea în paralel, înfăşurările secundare se conectează pe bare comune astfel încît la borne se stabileşte o tensiune comună U_2; fie I curentul total de sarcină raportat la primar.

Ecuaţiile prin intermediul cărora se determină repartiţia încărcărilor pe cele două transformatoare sînt de forma

$$\underline{U}_1 = \underline{Z}_{1scI}\underline{I}_{1I} + \underline{U}''_{2I} \quad (3.36)$$

$$\underline{U}_1 = \underline{Z}_{1scII}\underline{I}_{1II} + \underline{U}''_{2II}$$

$$\underline{I}_{1I} + \underline{I}_{1II} = \underline{I}$$

Rezolvînd sistemul în raport cu curenţii primari $\underline{I}_{1I}$, $\underline{I}_{1II}$ ai transformatoarelor I, II se obţine

$$\underline{I}_{1I} = \frac{\underline{U}''_{2II} - \underline{U}''_{2I}}{\Sigma\underline{Z}_{isc}} + \frac{\underline{Z}_{1scII}\underline{I}}{\Sigma\underline{Z}_{isc}}$$

$$\underline{I}_{1II} = -\frac{\underline{U}''_{2II} - \underline{U}''_{2I}}{\Sigma\underline{Z}_{isc}} + \frac{\underline{Z}_{1scI}\underline{I}}{\Sigma\underline{Z}_{isc}} \quad (3.37)$$

unde $\Sigma\underline{Z}_{isc} = \underline{Z}_{1scI} + \underline{Z}_{1scII}$.

3.7.1.1. FUNCŢIONAREA LA MERSUL ÎN GOL A TRANSFORMATOARELOR CUPLATE

În acest caz $I = 0$ şi curenţii $\underline{I}_{1I}$, $\underline{I}_{1II}$ iau valorile

$$\underline{I}_{1I0} = \frac{\underline{U}''_{2II} - \underline{U}''_{2I}}{\Sigma\underline{Z}_{isc}} = \frac{(K_{II} - K_I)\underline{U}_{20}}{\Sigma\underline{Z}_{isc}}$$

$$\underline{I}_{1II0} = -\underline{I}_{1I0} \quad 3.38$$

deoarece $U''_{2I} = K_I U_{20}$, $U''_{2II} = K_{II} U_{20}$. Tensiunea U_{20} este tensiunea comună la barele secundare la mersul în gol. Curenţii I_{1I_0}, I_{1II_0} au caracterul unor curenţi de circulaţie ce se închid prin înfăşurări ca în fig. 3.27 în care s-au reprezentat şi curenţii secundari corespunzători. Diagrama fazorială pentru mersul în gol este dată în fig. 3.28.

Amplitudinea curenţilor de circulaţie este dependentă de diferenţa rapoartelor de transformare iar faza condiţionată de $\varphi_{scI} = \varphi_{scII} = \varphi_{sc} = \text{arc tg}\, U_{1scx}/U_{1sca}$.

Curenţii de circulaţie pot lua valori importante chiar la diferenţe mici între rapoartele de transformare, ei fiind limitaţi de impedanţele de scurtcircuit în general de valori foarte reduse. Un calcul arată că la o diferenţă doar de 1% între rapoartele de transformare curenţii de egalizare pot atinge valori de 15—20% din curenţii nominali. Ei încarcă inutil transformatoarele, determină pierderi şi prin aceasta sînt nedoriţi. Desigur procentual apare mai încărcat faţă de curentul de egalizare, transformatorul de putere mai mică.

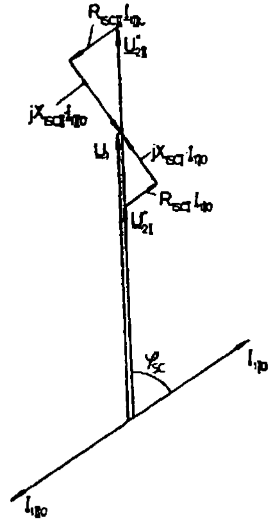


Fig. 3.28. Mersul în gol al transformatoarelor cuplate, pentru $K_I \neq K_{II}$.

3.7.1.2. FUNCŢIONAREA ÎN SARCINĂ A TRANSFORMATOARELOR CUPLATE

În sarcină $I \neq 0$ şi apar şi componentele

$$\underline{I}'_{1I} = \frac{\underline{Z}_{1scII}\underline{I}}{\Sigma \underline{Z}_{1sc}}$$
$$\underline{I}'_{1II} = \frac{\underline{Z}_{1scI}\underline{I}}{\Sigma \underline{Z}_{1sc}} \tag{3.39}$$

ale curenţilor $\underline{I}_{1I}$, $\underline{I}_{1II}$.

Prin împărţire rezultă

$$\frac{\underline{I}'_{1I}}{\underline{I}'_{1II}} = \frac{\underline{Z}_{1scII}}{\underline{Z}_{1scI}} = \frac{\underline{I}_{1IN}}{\underline{I}_{1IIN}} \tag{3.40}$$

(deoarece din egalitatea tensiunilor nominale de scurtcircuit $Z_{1scI} I_{1IN} = Z_{1scII} I_{1IIN}$).

Curenţii $\underline{I}'_{1I}$, $\underline{I}'_{1II}$ rezultă proporţionali cu curenţii nominali (cu puterile nominale) şi conform relaţiei (3.40), sinfazici (s-a luat $\varphi_{scI} = \varphi_{scII}$).

Curenţii de sarcină $\underline{I}_{1I}$, $\underline{I}_{1II}$ rezultă prin suprapunerea peste componentele $\underline{I}'_{1I}$, $\underline{I}'_{1II}$ defazate faţă de $\underline{U}_1$ cu un unghi φ, a curenţilor de circulaţie

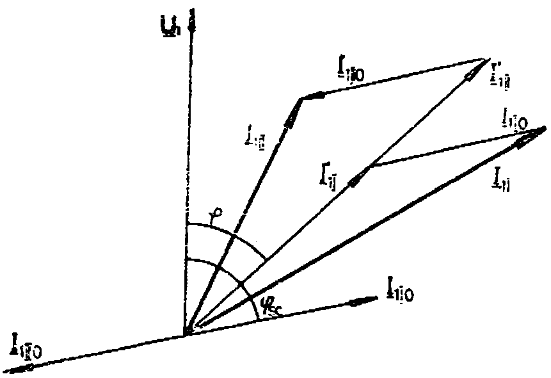


Fig. 3.29. Diagrama curenților la funcționarea în sarcină în cazul $K_I \neq K_{II}$.

conform diagramei fazoriale din fig. 3.29. În diagramă s-a luat I'_{II} mai mare, întrucît s-a considerat $P_{IIN} > P_{IN}$. În sarcină, tensiunea la borne U_2 diferă față de tensiunea U_{20} de la mersul în gol și într-o anumită măsură se modifică deci și amplitudinea curenților de circulație. Totuși, pentru sarcini admisibile pe transformatoarele cuplate, curenții de egalizare se pot considera constanți, cei de la mersul în gol.

Se observă că în cazul ales, transformatorul de putere mai mică apare supraincărcat. Puterea secundară ce poate fi transmisă de ansamblul transformatoarelor, trebuie limitată astfel ca sarcina nominală a transformatorului de mică putere să nu fie depășită ; întrucît transformatorul de mare putere rezultă subîncărcat, randamentul instalației este redus.

Dacă $K_I > K_{II}$, curenții de egalizare schimbă de semn și în consecință se inversează rolurile : transformatorul de mare putere va fi supraîncărcat. Desigur, sarcina totală trebuie limitată astfel incît să nu fie depășită sarcina admisibilă pe transformatorul de mare putere, cel mai încărcat. Această situație este avantajoasă în comparație cu prima, întrucît transformatorul de mare putere putînd lucra de această dată la sarcina nominală și de cel de putere redusă subîncărcat, puterea ce se transmite secundarului crește sensibil.

În cazul egalității rapoartelor de transformare, ambele transformatoare pot fi utilizate la capacitatea lor maximă.

În concluzie, la funcționarea în paralel a transformatoarelor cu rapoartele de transformare diferite, apar curenți de circulație ce încarcă transformatoarele la mers în gol și limitează puterea ce se poate transmite în secundar, la funcționarea în sarcină. Rezultă de aici necesitatea ca transformatoarele ce se cuplează în paralel să aibă rapoarte de transformare egale.

În mod practic se admit foarte mici abateri ΔK, cînd este de dorit ca transformatorul de puterea cea mai mică, să aibă raportul de transformare mai mare.

Raportul de transformare al unui transformator se determină cu multă grijă la proba de mers în gol, avînd în vedere limitele restrînse în care se poate modifica și transformatorul se respinge dacă apare o abatere de peste $\pm 0{,}5\%$ față de valoarea impusă.

3.7.2. FUNCŢIONAREA ÎN PARALEL A TRANSFORMATOARELOR CU GRUPE DE CONEXIUNI DIFERITE

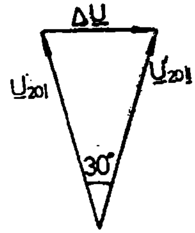


Fig. 3.30. Diagrama de tensiuni pentru transformatoare cu grupe de conexiuni diferite.

În acest caz tensiunile secundare omoloage la funcţionarea independentă a transformatoarelor trifazate sînt egale (s-a considerat egalitatea rapoartelor de transformare) dar defazate, deci $\Delta \underline{U} = \underline{U}'_{20I} - \underline{U}'_{20II} \neq 0$. Ca urmare la funcţionarea în paralel se stabileşte un curent de circulaţie. Pentru aprecierea ordinului lui de mărime, se consideră cazul cel mai avantajos a două transformatoare aparţinînd unor grupe de conexiuni cu numerele de ordine consecutive, pentru care defazajul $\varphi = 30°$ (fig. 3.30) şi se aproximează $U'_{20I} = U'_{20II} \neq U_1$. Se consideră, de asemenea, egalitatea impedanţelor de scurtcircuit

$$Z_{1scI} = Z_{1scII}.$$

Rezultă $\Delta U = 2U_1 \sin 15° = 0{,}52\ U_1$ şi curentul de circulaţie

$$I_{1I0} = \frac{0{,}52U_1}{2Z_{1scI}} \cdot \frac{I_{1NI}}{I_{1NI}} = \frac{0{,}52U_1}{2U_{1scNI}} I_{1NI}$$

Dacă se ia $U_{1scNI} = 5\%$ rezultă $I_{1T_0} \cong 5I_{1NI}$, un curent de circulaţie inadmisibil.

În concluzie, nu este posibilă funcţionarea în paralel a transformatoarelor ce aparţin unor grupe de conexiuni diferite.

3.7.3. FUNCŢIONAREA ÎN PARALEL A TRANSFORMATOARELOR CU TENSIUNI NOMINALE DE SCURTCIRCUIT NEEGALE

Se consideră n transformatoare de puteri diferite, aparţinînd aceleiaşi grupe de conexiuni, pentru care $K_I = K_{II} = \ldots K_\lambda = \ldots K_n$. Curenţii de egalizare în acest caz sînt nuli şi diagrama fazorială pentru transformatorul λ este de forma (fig. 3.31).

Cum tensiunile $\underline{U}_1$, $\underline{U}''_2$ sînt aceleaşi pentru toate transformatoarele, şi căderile de tensiune pe impedanţele de scurtcircuit sînt aceleaşi, $\underline{U}_{sc\lambda} = \underline{U}_{sci}$ ($i = 1 \ldots n$). Căderile de tensiune active şi reactive pot fi diferite în general, $U_{sca\lambda} \neq U_{scai}$, $U_{scr\lambda} \neq U_{scri}$. În fig. 3.31 s-a reprezentat prin linie subţire situaţia pentru transformatorul de ordinul i.

Curenţii de sarcină ai transformatoarelor cuplate, au faze diferite şi curentul total de sarcină se determină printr-o însumare fazorială $\underline{I} = \sum_{i=1}^{n} \underline{I}_i$.
La egalitatea căderilor de tensiune active şi reactive pe impedanţele de scurt-

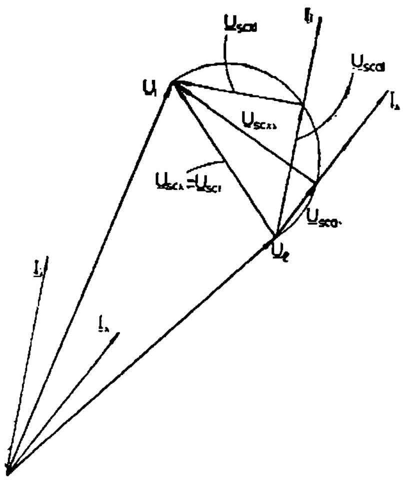


Fig. 3.31. Diagrama de tensiuni pentru transformatoare cu tensiuni nominale de scurtcircuit diferite.

circuit, triunghiurile de scurtcircuit sînt suprapuse, toţi curenţii devin sinfazici şi se pot însuma aritmetic astfel încît $I = \sum_i^n I_i$.

Din condiţia egalităţii tensiunilor de scurtcircuit rezultă

$$Z_{scI} \cdot I_I = Z_{scII} I_{II} = \ldots Z_{sc\lambda} \cdot I_\lambda = \ldots = Z_{scn} I_n$$

sau

$$I_I : I_{II} : \ldots I_\lambda : \ldots I_n = \frac{1}{Z_{scI}} : \frac{1}{Z_{scII}} : \ldots \frac{1}{Z_{sc\lambda}} : \ldots : \frac{1}{Z_{scn}}$$

de unde

$$\frac{I_\lambda}{\Sigma I_i} = \frac{1}{Z_{sc\lambda} \sum_1^n \frac{1}{Z_{sci}}}$$

sau pentru tensiunea $U_1 = U_{1N}$

$$\frac{I_\lambda U_{1N}}{\sum_1^n I_i U_{1N}} = \frac{1}{\frac{Z_{sc\lambda} \cdot I_{\lambda N}}{I_{\lambda N} U_{1N}} \cdot \sum_1^n \frac{U_{1N} I_{iN}}{Z_{sci} I_{iN}}} \tag{3.41}$$

Ecuaţia (3.41) se poate pune sub forma

$$P_\lambda = \frac{\sum_1^n P_i}{\sum_1^n \frac{P_{iN}}{U_{sciN}}} \frac{P_{\lambda N}}{U_{sc\lambda N}} \tag{3.42}$$

Puterea $P_\lambda = U_{\lambda N} I_\lambda$ este puterea aparentă ce revine pe o fază a transformatorului λ; puterea $\sum_1^n P_i = \sum_1^n U_{1N} I_i$ este suma puterilor aparente pe fază ale transformatoarelor cuplate.

Se consideră în continuare curenţii $\underline{I}_i$ sinfazici. În acest caz puterea $\sum_1^n P_i$ este egală cu puterea aparentă pe fază $U_{1N} I$, transmisă receptorului. Ecuaţia (3.42) este verificată şi de puterile aparente totale, ce diferă de cele de fază printr-un raport constant. La o sarcină totală transmisă receptorului $\sum_1^n P_i$ dată, prin intermediul relaţiei (3.42) se poate stabili puterea ce revine fiecărui transformator în parte. Astfel dacă tensiunile nominale de scurtcircuit sînt egale, rezultă $P_\lambda / P_i = P_{\lambda N} / P_{iN}$ ş.a.m.d., transformatoarele se încarcă optim, proporţional cu puterile lor nominale; dacă tensiunile de scurtcircuit sînt diferite, este de dorit ca transformatorul de putere mai mică din aceleaşi motive ca în cazul rapoartelor de transformare diferite, să fie încărcat procentual mai puţin şi deci să aibă o tensiune de scurtcircuit mai mare.

Se exemplifică pentru cazul a două transformatoare avînd datele

$$P_{IN} = 100 \text{ kVA}, \; U_{scIN} = 4\%, \; P_{IIN} = 300 \text{ kVA}, \; U_{scIIN} = 6\%.$$

La o putere transmisă $\Sigma P_i = 400$ kVA, se cere repartiţia încărcărilor pe cele două transformatoare. Avem

$$\sum \frac{P_{iN}}{U_{sciN}} = \frac{100}{4} + \frac{300}{6} = 75$$

şi deci conform (3.42)

$$P_{I} = \frac{400}{75} \frac{100}{4} \cong 133{,}5 \text{ kVA}, \; P_{II} = \frac{400}{75} \frac{300}{6} \cong 266{,}5 \text{ kVA}$$

Transformatorul de putere mică apare supraîncărcat cu 33,5%. Pentru a nu fi depăşită încălzirea lui admisibilă, trebuie redusă sarcina exterioară cu 25,5%, şi transformatoarele se vor încărca corespunzător cu puterile $P_I =$ $= 100$ kVA, $P_{II} = 199{,}5$ kVA. Puterea ce se poate transmite deci prin intermediul celor două transformatoare este $\Sigma P_i = 100 + 199{,}5 = 299{,}5$ kVA, ceea ce reprezintă doar 75% din puterea de care sînt capabili. Transformatorul de 300 kVA apare utilizat neraţional.

Dacă tensiunile de scurtcircuit ale transformatoarelor de mai sus îşi inversează locurile, adică $U_{scI} = 6\%$, $U_{scII} = 4\%$, la puterea transmisă $\Sigma P_i = 400$ kVA, repartiţiile încărcărilor devin $P_I \cong 73$ kVA, $P_{II} \cong 327$ kVA; reducînd sarcina cu 8,25% astfel ca transformatorul de mare putere să fie încărcat la puterea nominală, rezultă $P_I = 67$ kVA, $P_{II} = 300$ kVA şi deci puterea ce se poate transmite în acest caz este $\Sigma P_i = 367$ kVA, ce reprezintă un grad de utilizare de 92%. Comparînd rezultatele, apare avantajos cazul cînd transformatorul de putere mai mică are tensiunea de scurtcircuit mai mare. În ambele situaţii prin intermediul transformatoarelor cuplate nu se transmite întreaga putere de care sînt capabili; utilizarea optimă, la întreaga putere, este posibilă doar cînd tensiunile nominale de scurtcir-

cuit sînt egale. În practică se admite ca tensiunile de scurtcircuit să difere, într-o mică măsură însă, pentru a nu se reduce posibilitatea utilizării eficiente a transformatoarelor. Este de dorit în acest caz ca transformatorul de putere mai mică să aibă tensiunea de scurtcircuit mai mare.

Observație. La transformatoarele de puteri diferite raportul dintre componentele active și reactive ale tensiunilor de scurtcircuit diferă în general, triunghiurile de scurtcircuit în sarcină nu se suprapun și curenții se defazează. În consecință curentul total rezultă printr-o însumare fazorială $\underline{I} = \sum_{1}^{n} \underline{I}_i$, puterea aparentă totală transmisă receptorului este mai mică decît suma puterilor aparente ΣP_i ce încarcă transformatoarele și intervine din nou o utilizare nerațională. De aici necesitatea celei de a patra condiții din cele enunțate de funcționare economică în paralel a transformatoarelor, ce limitează raportul puterilor nominale la 1/3, maximum 1/4, dincolo de care defazajul curenților atinge valori inadmisibile.

3.8. REGIMURI TRANZITORII ÎN TRANSFORMATOARE

Modificarea bruscă a condițiilor de funcționare ale unui transformator este însoțită de un regim tranzitoriu. Ca urmare, în transformator se pot stabili curenți sau pe înfășurări să apară tensiuni, ce să depășească cu mult în condiții determinate, valorile nominale.

3.8.1. REGIMURI TRANZITORII CARACTERIZATE PRIN SUPRACURENȚI

Supracurenții se stabilesc la conectarea la rețea a transformatorului sau la scurtcircuitarea bruscă a înfășurărilor secundare ale unui transformator, conectat în primar la tensiunea nominală.

3.8.1.1. CONECTAREA LA REȚEA A TRANSFORMATORULUI

Se consideră transformatorul cu secundarul deschis, alimentat cu o tensiune sinusoidală. Ecuația ce leagă tensiunea de alimentare u_1 de curentul de gol i_{10} al înfășurării primare este de forma

$$u_1 = \sqrt{2}U_1 \sin(\omega t + \alpha_0) = R_1 i_{10} + L_{1\sigma} \frac{di_{10}}{dt} + \frac{d\psi_{1h}}{dt}$$

și neglijînd căderile de tensiune pe rezistență și inductivitatea de dispersie,

$$\sqrt{2}U_1 \sin(\omega t + \alpha_0) \cong N_1 \frac{d\Phi}{dt} \tag{3.43}$$

unde Φ — fluxul fascicular, α_0 — unghiul electric ce fixează valoarea tensiunii u_1 la timpul $t = 0$.

Nu s-a notat fluxul principal prin $L_{11h}i_{10}$ și în consecință nu se determină direct curentul i_{10}, întrucît ca urmare a relației neliniare dintre Φ și i_{10}, inductivitatea L_{11h} nu este un parametru constant.

Din integrarea ecuației (3.43) rezultă

$$\Phi(t) = -\frac{\sqrt{2}U_1}{N_1\omega}\cos(\omega t + \alpha_0) + c$$

sau punînd condiția că la $t = 0$ fluxul în transformator este fluxul remanent, $\Phi = \Phi_{rem}$, se obține

$$\Phi(t) = \frac{\sqrt{2}U_1}{N_1\omega}[\cos\alpha_0 - \cos(\omega t + \alpha_0)] + \Phi_{rem} = \Phi_{ap} + \Phi_p + \Phi_{rem} \tag{3.44}$$

în care Φ_{ap}, Φ_p sînt componentele aperiodică și periodică.

Pentru simplificarea reprezentărilor se neglijează în continuare Φ_{rem}. Componenta aperiodică a fluxului de amplitudine $\Phi_{ap} = \frac{\sqrt{2}U_1}{N_1\omega}\cos\alpha_0$, ca urmare a rezistenței înfășurării diferită de zero, cu timpul scade astfel încît, reprezentarea $\Phi = f(t)$ este de forma din fig. 3.32. Curba $i_{10} = f(t)$ (fig. 3.32), se construiește punct cu punct prin intermediul caracteristicii magnetice $\Phi = f(i_{10})$ ca și în fig. 3.10. Dacă fluxul ia valori corespunzătoare zonei de saturație, poate rezulta o creștere importantă a curentului de magnetizare. Curentul maxim de vîrf, se obține la trecerea pentru prima dată a fluxului prin valoarea maximă și nu mai este atins în continuare ca urmare a amortizării componentei aperiodice. Rezultă de aici că amplitudinea curentului de vîrf este condiționată de amplitudinea componentei aperiodice a fluxului și este maximă pentru $\alpha_0 = 0$ cînd și componenta aperiodică este maximă. Fluxul Φ ce se stabilește poate depăși de două ori valoarea maximă de durată (dacă se consideră și aportul fluxului remanent) și ca urmare a saturației, curentul de magnetizare poate lua valori de 40—70 ori curentul de gol sau de 5—8 ori curentul nominal. În continuare, cu amortizarea componentei aperiodice a fluxului, scade și curentul, astfel că în final se stabilește curentul de gol de durată, cunoscut.

Pentru $\alpha_0 = \frac{\pi}{2}$ adică la trecerea prin maxim a tensiunii u_1 sau la considerarea remanenței, pentru $\alpha_0 = \arccos\left(-\frac{\Phi_{rem}N_1\omega}{\sqrt{2}U_1}\right)$, componenta aperiodică este nulă, fluxul variază chiar de la $t = 0$ ca și în regim stabilizat și în consecință trecerea la curentul de mers în gol de durată, nu mai este însoțită de un regim tranzitoriu.

În concluzie, regimul tranzitoriu este condiționat de momentul conectării: dacă la $t = 0$ tensiunea de alimentare trece prin valoarea maximă, se stabilește direct regimul de durată (la $\Phi_{rem} = 0$), pentru celelalte tensiuni de la $t = 0$, se stabilește un regim tranzitoriu caracterizat prin supracurenți cu atît mai importanți cu cît tensiunea ia valori mai apropiate de zero.

Șocul de curent poate declanșa protecția în mod inutil. Pentru o limitare și o amortizare rapidă a acestuia, se înseriază cu înfășurarea la conectare o rezistență, ce apoi se scoate din circuit.

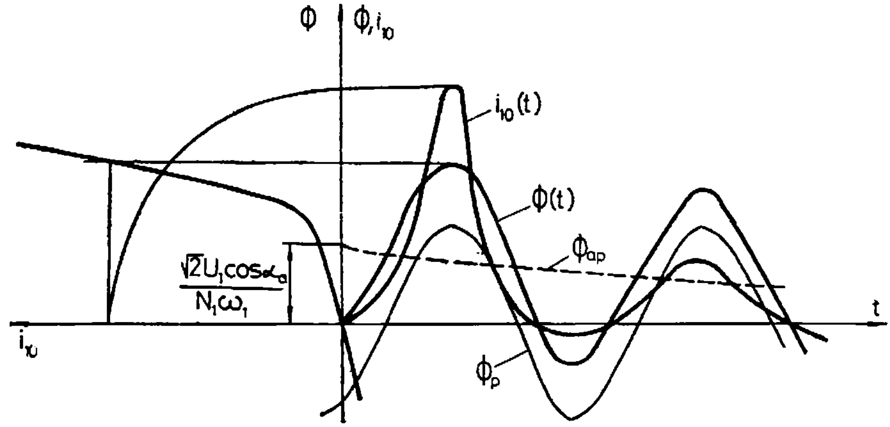


Fig. 3.32. Determinarea lui $i_{10}(t)$ şi $\Phi(t)$ la conectarea unui transformator la reţea.

3.8.1.2. SCURTCIRCUITUL BRUSC AL TRANSFORMATORULUI

Se consideră transformatorul conectat la tensiunea nominală şi se scurtcircuitează înfăşurarea secundară. Un transformator alimentat cu o tensiune sinusoidală se comportă la scurtcircuit ca o bobină fără miez de fier de inductivitate L_{1sc} şi rezistenţă R_{1sc}, astfel încît curentul de scurtcircuit i_{1sc} este dat de ecuaţia

$$u_1 = \sqrt{2}U_{1N}\sin(\omega t + \alpha_{sc}) = R_{1sc}i_{1sc} + L_{1sc}\frac{di_{1sc}}{dt} \quad (3.45)$$

Unghiul electric α_{sc} fixează valoarea tensiunii de alimentare la $t = 0$.

Soluţia ecuaţiei diferenţiale (3.45) în regim tranzitoriu este de forma

$$i_{1sc} = \frac{\sqrt{2}U_{1N}}{Z_{1sc}}\sin(\omega t + \alpha_{sc} - \varphi_{sc}) + ke^{-\frac{t}{T_{sc}}},$$

unde $T_{sc} = \frac{L_{1sc}}{R_{1sc}}$ — constanta de timp de amortizare a componentei aperiodice, $Z_{1sc} = \sqrt{R_{1sc}^2 + (\omega L_{1sc})^2}$, $\varphi_{sc} = \text{arc tg}\,\frac{\omega L_{1sc}}{R_{1sc}}$.

Constanta de integrare k se determină din condiţiile la $t = 0$. Introducînd $i_{1sc\,t=0)} = 0$, adică admiţînd că anterior scurtcircuitării transformatorul funcţiona la mersul în gol sau la o sarcină neglijabilă, se obţine

$$i_{1sc} = \frac{\sqrt{2}U_{1N}}{Z_{1sc}}\left[\sin(\omega t + \alpha_{sc} - \varphi_{sc}) + \sin(\varphi_{sc} - \alpha_{sc})e^{-\frac{t}{T_{sc}}}\right] \quad (3.46)$$

Peste componenta periodică, de durată a curentului de scurtcircuit, se suprapune o componentă aperiodică amortizată. Componenta periodică a cu-

rentului are amplitudinea $I_{1max} = \frac{\sqrt{2}U_{1N}}{Z_{1sc}}$, importantă: curentul I_{1max} poate fi exprimat şi în forma $I_{1max} = \frac{\sqrt{2}U_{1N}I_{1N}}{Z_{1sc}I_{1N}} = \frac{\sqrt{2}U_{1N}}{U_{scN}} I_{1N}$ şi dacă se ia $U_{scN} = 5\%$, rezultă de 20 ori mai mare decît valoarea maximă a curentului nominal.

Dacă conectarea se face într-un astfel de moment ca $\alpha_{sc} = \varphi_{sc} - \frac{\pi}{2}$, amplitudinea componentei aperiodice este maximă, egală cu cea a componentei periodice şi valoarea de vîrf a curentului total de scurtcircuit la prima trecere prin maxim devine $I_{1max \cdot max} = k_{sc}I_{1max}$ (în calcule se ia de regulă $k_{sc} \cong 1{,}8$ întrucît componenta aperiodică scade în timp). Ne putem aştepta astfel la curenţi în jur de 40 ori curentul nominal.

Dacă conectarea se face astfel ca $\alpha_{sc} = \varphi_{sc}$, componenta aperiodică este nulă, se stabileşte direct regimul staţionar de scurtcircuit.

În *concluzie*: curenţii de scurtcircuit la tensiunea nominală iau valori importante de durată; în funcţie de momentul conectării, în condiţii dezavantajoase amplitudinea curentului de scurtcircuit atinge aproape de două ori amplitudinea de durată. Curenţii scurtcircuitului brusc pot periclita transformatorul prin *efectele termice* (supraîncălzirea rapidă a înfăşurărilor şi deci pericolul arderii izolaţiei) şi *mecanice* (înfăşurările sînt supuse la eforturi electrodinamice de sute de ori mai mari decît în regim normal) şi din acest motiv trebuie deconectat în cel mai scurt timp posibil.

Normele STAS prevăd încercarea la scurtcircuit brusc a transformatoarelor trifazate în ulei, ce trebuie să suporte 5 scurtcircuite cu o durată de la 0,5 la o secundă.

3.8.2. REGIMURI TRANZITORII CARACTERIZATE PRIN SUPRATENSIUNI

În reţeaua la care este conectat transformatorul, se pot produce perturbaţii legate de descărcări atmosferice, procese tranzitorii de comutaţie, deranjamente etc., ce determină apariţia unor unde de supratensiune ce se deplasează pe linia de transport cu o viteză apropiată de cea a luminii. Undele de supratensiune ajung la bornele transformatorului şi solicită izolaţia acestuia. Cele mai periculoase sînt supratensiunile de origină atmosferică ce pot depăşi de 8—12 ori tensiunea nominală, cele datorate avariilor sînt de 7—8 ori mai mari, cele de comutaţie de 2—5 ori. Practic se consideră periculoase pentru transformator, supratensiunile ce depăşesc de 3,5 ori tensiunea nominală.

Undele de supratensiune se împart după formă în:

a) unde aperiodice simple,

b) unde aperiodice complexe,

c) unde periodice,

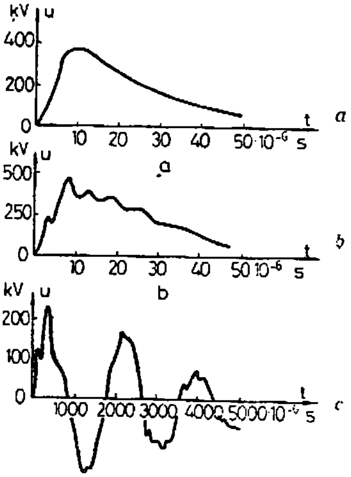


Fig. 3.33. Forme ale undelor de supratensiune.

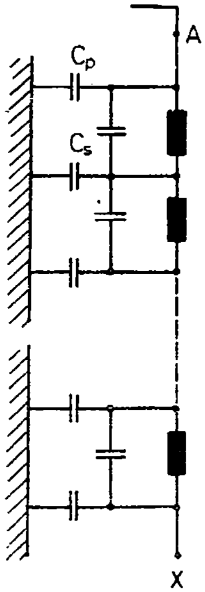


Fig. 3.34. Schema echivalentă a transformatorului față de supratensiuni.

şi sînt indicate respectiv în fig. 3.33, *a*, *b*, *c*. Supratensiunile atmosferice sînt obişnuit de formă aperiodică şi au o durată în jur de 50 μs, undele de supratensiune periodice apar în procesele de comutaţie şi au o durată în jur de 5 000 μs.

Faţă de transformator, undele de supratensiune apar ca nişte oscilaţii de foarte înaltă frecvenţă. La 50 Hz, transformatorul se comportă ca o rezistenţă şi inductivitate, la frecvenţele înalte însă intervin şi capacităţile dintre spire C_s şi dintre spire şi pămînt C_p astfel încît schema echivalentă a transformatorului este de forma din fig. 3.34. Pentru simplificare s-a reprezentat doar înfăşurarea de *IT*, înfăşurarea de *JT* fiind considerată în acest proces tranzitoriu, ca avînd potenţial nul.

Analizăm repartiţia tensiunii pe lungimea înfăşurării, în cazul unei unde de formă dreptunghiulară şi de lungime infinită, aplicată la bornele unui transformator cu nulul pus la masă. Regimul tranzitoriu este cel al unei tensiuni continue U_1 aplicată brusc unui circuit R, L, C, cu parametrii repartizaţi. Rolul principal în repartiţia tensiunii la timpul $t = 0$, îl joacă lanţul de condensatoare, curentul prin înfăşurarea de inductivitate L fiind nul. Ca urmare a capacităţilor C_p, sarcinile ce încarcă capacităţile C_s la $t = 0$ nu sînt egale, scad pe măsura îndepărtării de capătul de început al înfăşurării şi în consecinţă repartiţia tensiunii pe lungimea l a acesteia, nu este lineară. Cea mai mare parte se repartizează pe bobinele de la capătul de început al înfăşurării (fig. 3.35, *a*, curba pentru $t = 0$), astfel că există pericolul străpungerii izolaţiei în această zonă. În momentele următoare, t_1, t_2, t_3, ... la trecerea către regimul stabilizat intervin şi inductivităţile spirelor

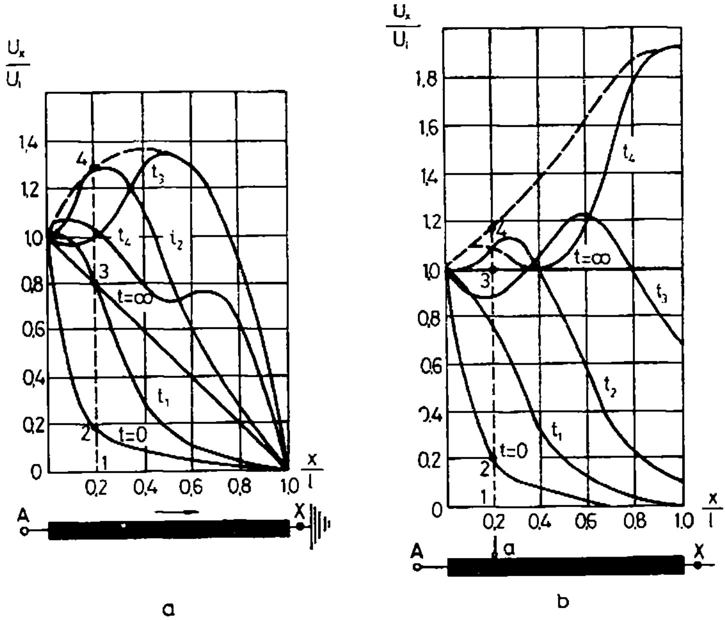


Fig. 3.35. Curbele de repartiţie ale tensiunii la diverse momente, în lungul înfăşurării unui transformator.
a — cu nulul pus la pămînt ; *b* — cu nulul izolat.

ce formează cu capacităţile circuite oscilante, repartiţia iniţială a tensiunii se modifică şi pot apărea alte porţiuni ale înfăşurării pe care să se repartizeze o tensiune importantă şi deci să existe pericolul străpungerii izolaţiei. În final, la $t = \infty$, ca urmare a rezistenţei înfăşurărilor, oscilaţiile se amortizează, curentul se poate stabili pe cale de conducţie electrică prin înfăşurări şi repartiţia tensiunii capătă o formă lineară determinată de rezistenţa înfăşurării.

Dacă nulul transformatorului nu este pus la masă, repartiţia tensiunii la $t = 0$, condiţionată doar de capacităţi este ca mai sus, la $t = \infty$ curentul înfăşurării izolate fiind nul, toate punctele înfăşurării sînt la acelaşi potenţial (fig. 3.35. *b*).

Se observă din fig. 3.35, *a* şi 3.35. *b* că oscilaţiile de tensiune se produc în limite mai largi dacă nulul este izolat.

Pentru uşurinţa prezentării s-a considerat cazul ideal al unei unde de formă dreptunghiulară ; fenomenele ce apar în cazul undelor reale de o formă ca în fig. 3.33 sînt asemănătoare.

Măsurile de protecţie ale transformatorului vizează asigurarea condiţiilor ca undele de supratensiune să nu ajungă la bornele transformatorului iar dacă totuşi nu pot fi evitate, transformatorul să poată prelua supratensiunea fără străpungerea izolaţiei.

Măsurile din prima categorie sînt *exterioare* transformatorului şi se realizează prin alegerea traseului liniei electrice, încît să fie ocolite zonele în care se produc frecvent descărcări electrice, prevederea liniei de transport cu descărcătoare ce să provoace amorsarea descărcării în puncte prestabi-

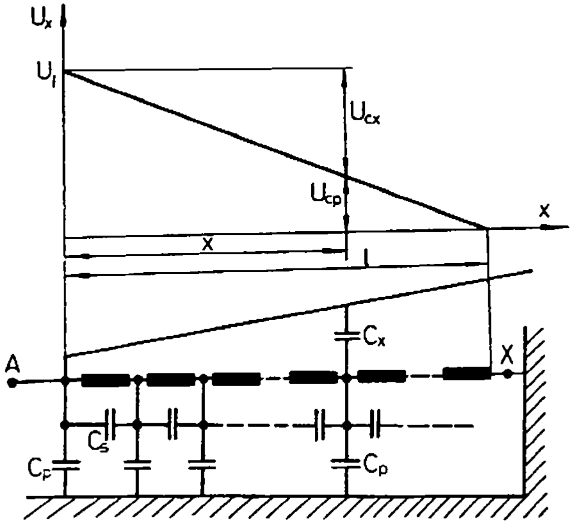


Fig. 3.36. Explicativă pentru calculul protecției capacitive.

lite, astfel că undele de supratensiune chiar dacă ajung la bornele transformatorului să fie sensibil reduse etc.

Măsurile din a doua categorie se realizează prin *proiectarea judicioasă* a transformatorului. Astfel, bobinele de intrare, cele mai solicitate, se execută cu izolație întărită. Această măsură apare totuși insuficientă întrucît în cursul regimului tranzitoriu și alte porțiuni ale înfășurării pot fi supuse la gradienți importanți de tensiune, deci pericolului străpungerii izolației. Din acest motiv se urmărește protejarea întregii înfășurări prin executarea astfel a transformatorului, ca repartițiile tensiunii la $t = 0$ și $t = \infty$, să fie pe cît posibil apropiate în care caz regimul tranzitoriu se poate neglija.

Dacă capacitățile față de pămînt C_p ar fi nule, sarcinile electrice ale capacităților C_s presupuse egale, ar fi egale și tensiunea s-ar repartiza linear pe înfășurare chiar la $t = 0$. Se poate păstra repartiția lineară a tensiunii și la $C_p \neq 0$ dacă sarcinile ce încarcă C_p sînt aduse pe o cale laterală. Aceasta se realizează prin intermediul unui *ecran electrostatic*, legat la capătul de început al înfășurării, ce stabilește niște capacități suplimentare față de înfășurare. Fie C_x valoarea capacității la distanța x de la capătul A al înfășurării (fig. 3.36). Dacă sarcinile electrice q_{C_x}, q_{C_p}, ale capacităților C_x, C_p, sînt egale, rezultă și sarcinile tuturor capacităților C_s egale și deci tensiunea se repartizează linear pe lungimea l a înfășurării. În acest caz tensiunile aplicate capacităților C_p și C_x sînt respectiv $U_1\left(1 - \frac{x}{l}\right)$ și $U_1 \frac{x}{l}$ și introducînd condiția $q_{C_x} = q_{C_p}$ se obține $C_p U_1\left(1 - \frac{x}{l}\right) = C_x U_1 \frac{x}{l}$ sau $C_x = C_p \frac{1-x}{x}$ ce stabilește legea după care trebuie să se modifice capacitățile datorate ecranului, pe lungimea înfășurării. Se observă că la creșterea lui x, C_x scade și din acest motiv treptat ecranul se depărtează de înfășurare; la $x = 0$ rezultă $C_x = \infty$, condiție ce nu se poate realiza și deci repartiția tensiunii nu se obține riguros lineară. În scopul creșterii capacității C_x la intrarea înfășurării, pe prima bobină se prevede un *inel capacitiv* secționat (din material nemagnetic cu suprafața metalizată).

Această metodă de protecție a transformatorului se numește *protecție capacitivă*.

Oscilațiile de tensiune ce însoțesc trecerea la regimul stabilizat și care pot apărea și la existența protecției capacitive trebuiesc limitate și amortizate cît mai rapid posibil. Aceasta se realizează prin legarea în paralel pe bobinele înfășurării de *IT* a unor rezistențe în serie cu eclatoare. Astfel de transformatoare se numesc *antirezonante*.

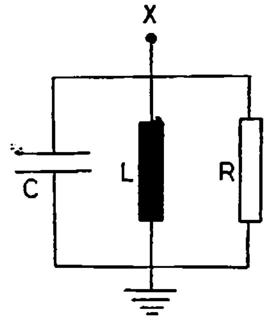


Fig. 3.37. Grup *R, L, C* paralel pentru conectarea la pămînt a nulului unui transformator.

Din curbele din fig. 3.35 se vede că se comportă mai bine la supratensiuni transformatorul cu nulul pus la pămînt. Legarea directă a nulului la masă, are dezavantajul stabilirii regimului de scurtcircuit la punerea accidentală a unei faze la masă. Pentru limitarea curentului de scurtcircuit nulul înfășurării se leagă la pămînt prin intermediul unei inductivități *L*. În paralel cu inductivitatea se conectează o rezistență *R* și un condensator *C* (fig. 3.37). Prin intermediul capacității *C*, la supratensiune la $t = 0$, nulul înfășurării apare legat direct la pămînt iar prin intermediul lui *R*, se amortizează oscilațiile de tensiune din circuitul *L, C* în momentele următoare.

La măsurile arătate se iau pentru transformator o serie de alte *măsuri constructive*, rezultate din considerații teoretice și verificări experimentale.

Avînd în vedere importanța verificării rigidității izolației față de supratensiuni, normele STAS prevăd încercarea transformatoarelor de putere, în ulei, la *impuls de tensiune*[1].

3.9. AUTOTRANSFORMATORUL

Autotransformatorul numit și transformator în construcție economică ,are utilizări multiple acolo unde se cere modificarea tensiunii în limite restrînse de pînă la 50%, cînd este preferat transformatorului ca urmare a randamentului superior[2]. El se execută monofazat, trifazat sau polifazat în general. Se construiesc autotransformatoare de mare putere ce servesc la interconectarea rețelelor electrice de tensiuni apropiate și de mică putere utilizate în radiotehnică, automatică etc. Autotransformatoarele de mică putere se execută uscate, cele de mare putere în ulei.

Schematic un autotransformator monofazat se reprezintă ca în fig. 3.38. Miezul feromagnetic pe care este plasată înfășurarea se realizează ca și la transformator. Bornele *A, C* ale înfășurării sînt bornele primarului autotransformatorului, bornele *B, C* sînt bornele secundarului; porțiunea *BC* a înfășurării autotransformatorului reprezentat, este comună primarului și secundarului.

[1] A se vedea [24 III].

[2] A se vedea [9 II], [24 III].

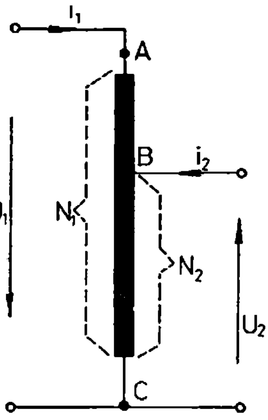


Fig. 3.38. Schema autotransformatorului monofazat.

Fie u_1, i_1, u_2, i_2, tensiunea și curentul la bornele primare respectiv secundare; asocierea indicată a sensurilor pozitive se face ca și la transformator.

Dacă N_1 este numărul total de spire al înfășurării între bornele A, C și N_2 numărul de spire între B, C, raportul de transformare al autotransformatorului la neglijarea căderilor de tensiune este $K = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_1}{U_2}$. În fig. 3.38 cum $N_1 > N_2$, tensiunea $U_2 < U_1$ și *autotransformatorul* este *coborîtor de tensiune.* Dacă primarul și secundarul își inversează rolurile, adică se presupun alimentate cu tensiunea u_1, bornele B, C, se obține un *autotransoformator ridicător de tensiune.*

Comportarea în sarcină a autotransformatorului reprezentat în fig. 3.38 este definită pe baza ecuațiilor de mai jos

$$u_1 = R_{AB}i_1 + R_{BC}(i_1 + i_2) + L_{AB\sigma}\frac{di_1}{dt} + $$
$$+ L_{BC\sigma}\frac{d}{dt}(i_1 + i_2) - u_{e1}$$
$$u_2 = -R_{BC}(i_1 + i_2) - L_{BC\sigma}\frac{d}{dt}(i_1 + i_2) + u_{e2}$$

unde

$$u_{e1} = -\frac{d\psi_{1h}}{dt}, \quad u_{e2} = -\frac{d\psi_{2h}}{dt} \tag{3.47}$$

și deci

$$u_{e1} = Ku_{e2};$$

dacă se definește curentul total

$$i_{01} = i_1 + \frac{1}{K}i_2$$

rezultă ca și la transformator

$$u_{e1} = -K'L_{11h}\frac{di_{01}}{dt} + K''L_{11h}\frac{d^2i_{01}}{dt^2}$$

Pentru ca sistemul să fie complet la ecuațiile (3.47) se adaugă ecuația circuitului de utilizare.

Notînd pentru simplificarea scrierii $R_1 = R_{AB} + R_{BC}$, $R_2 = R_{BC}$, $L_{1\sigma} = L_{AB\sigma} + L_{BC\sigma}$, $L_{2\sigma} = L_{BC\sigma}$ în regim staționar sinusoidal ecuațiile în complex ale autotransformatorului sînt de forma

$$\underline{U}_1 = \underline{Z}_1\underline{I}_1 + \underline{Z}_2\underline{I}_2 - \underline{U}_{e1} \qquad \underline{U}_{e1} = -\underline{Z}_{1m}\underline{I}_{01}$$

$$\underline{U}_{e2} = \underline{Z}_2(\underline{I}_1 + \underline{I}_2) + \underline{U}_2 \qquad \underline{U}_{e1} = K\underline{U}_{e2} \tag{3.48}$$

$$\underline{I}_{01} = \underline{I}_1 + \frac{1}{K}\underline{I}_2 \qquad \underline{U}_2 = \underline{Z}\underline{I}_2$$

unde $\underline{Z}_1 = R_1 + jX_1$, $Z_2 = R_2 + jX_2$, $\underline{Z}_{1m} = R_{1m} + jX_{1m}$, $X_1 = \omega L_{1\sigma}$, $X_2 = \omega L_{2\sigma}$, $R_{1m} = K''\omega^2 L_{11h}$, $X_{1m} = K'\omega L_{11h}$.

Construcţia diagramei fazoriale a autotransformatorului pe baza ecuaţiilor (3.48) se face ca şi la transformator.

Puterea electrică totală P trece din primar în secundar pe două căi: pe *cale de inducţie electromagnetică* prin intermediul porţiunii AB ca urmare a cuplajului magnetic al înfăşurărilor şi *direct*, prin porţiunea BC.

Puterea P_{em} transmisă prin inducţie electromagnetică depinde de numărul de spire al porţiunii AB

$$P_{em} = P\,\frac{N_1 - N_2}{N_1} = P\left(1 - \frac{1}{K}\right)$$

Puterea P_{e1} transmisă prin cuplaj galvanic (direct)

$$P_{e1} = P - P_{em} = \frac{1}{K}\,P$$

La $K = 1$, toată puterea se transmite direct din o parte în alta.

Ca urmare a posibilităţii transferului de putere şi pe cale directă, pierderile ce se dezvoltă în auotransformator sînt mai mici decît pierderile dintr-un transformator cu două înfăşurări cu aceleaşi lungimi, numere de spire şi densităţi de curent, care transmite aceeaşi putere P.

Se consideră pentru simplificare $I_{01} = 0$; prin porţiunea BC trece de fapt $(I_2 - I_1)$ şi

$$p_{cuA} = R_{AB}I_1^2 + R_{BC}(I_2 - I_1)^2 \tag{3.49}$$

Dacă R_{1T}, R_{2T} sînt respectiv rezistenţele înfăşurării primare şi secundare ale transformatorului de referinţă,

$$R_{AB} = R_{1T}\,\frac{N_1 - N_2}{N_1}, \quad R_{BC} = R_{2T}\,\frac{I_2}{I_2 - I_1}$$

şi înlocuind în (3.49)

$$p_{cuA} = R_{1T}I_1^2\left(1 - \frac{1}{K}\right) + R_{2T}I_2(I_2 - I_1) = \left(1 - \frac{1}{K}\right)(R_{1T}I_1^2 + $$

$$+ R_{2T}I_2^2) = \left(1 - \frac{1}{K}\right)p_{cuT} \tag{3.50}$$

şi deci $p_{cuA} < p_{cuT}$.

Cum miezul autotransformatorului se dimensionează pentru $P_{em} < P$, rezultă de dimensiuni mai mici decît miezul transformatorului cu două înfăşurări şi deci şi $p_{feA} < p_{feT}$, şi randamentul autotransformatorului este superior randamentului transformatorului de comparaţie, cu atît mai mult cu cît K ia valori mai mici. Se justifică astfel denumirea de transformator în construcţie economică, dată autotransformatorului.

Din analiza comparativă cu un transformator cu două înfăşurări, rezultă şi dezavantaje pentru autotransformator. Astfel din (3.50) avem $R_{scA} = \left(1 - \frac{1}{K}\right) R_{scT}$ şi de asemenea $X_{scA} < X_{scT}$; tensiunea de scurtcircuit $U_{scA} < U_{scT}$ şi din acest motiv un scurtcircuit brusc este mai periculos decît la transformator. De asemenea o întrerupere accidentală a porţiunii BC, face ca tensiunea la bornele secundare să se ridice la valoarea tensiunii primare, ce poate avea urmări grave. Din acest motiv şi din considerente de randament, autotransformatoarele nu se execută de regulă cu rapoarte de transformare $K > 2$. Pentru $K > 2$ se preferă transformatorul.

3.10. TRANSFORMATORUL CU TREI ÎNFĂŞURĂRI

În practică se pune adesea problema alimentării a două reţele de joasă tensiune de la o reţea de înaltă tensiune. Acest lucru se poate realiza cu două transformatoare sau, mai economic, cu un singur *transformator cu trei înfăşurări*.

Transformatoarele cu trei înfăşurări pot fi monofazate sau trifazate (polifazate în general).

Elementele constructive sînt aceleaşi ca şi la transformatorul cu două înfăşurări. Pe aceeaşi coloană sînt plasate cele trei înfăşurări; dintre ele, una este *înfăşurare primară*, celelalte, *înfăşurări secundare*. În funcţie de modul de dispunere al înfăşurării primare 1, între înfăşurările secundare 2, 3, respectiv deoparte a acestora, se obţin (pentru înfăşurări presupuse cilindrice), curbele din fig. 3.39, *a* respectiv 3.39, *b* de variaţie a componentei longitudinale ale cîmpului magnetic de dispersie.

Se observă că dispersiile sînt sensibil mai mari la plasarea primarului deoparte (fig. 3.39, *b*) şi ca urmare, intervin căderi de tensiune mai mari în sarcină în acest caz. Pentru a le reduce, dacă una din înfăşurările de medie tensiune sau joasă tensiune este primarul, aceasta se plasează la mijloc. Dacă

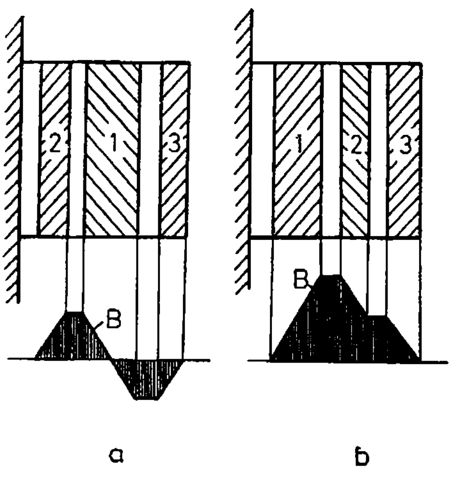


Fig. 3.39. Dispunerea înfăşurărilor şi repartiţia cîmpului de dispersie la un transformator cu trei înfăşurări.

înfăşurarea de înaltă tensiune este înfăşurare primară, totuşi din motive de izolaţie se plasează în exterior, cît mai departe de miez.

Se analizează în continuare funcţionarea la sarcină simetrică. Întrucît toate fazele sînt egal încărcate, este suficientă considerarea pentru studiu a cîte unei singure faze de pe aceeaşi coloană din fiecare înfăşurare. Studiul se face pentru transformatorul cu trei înfăşurări, dar este valabil şi pentru cazul general al transformatorului cu m înfăşurări. Pentru simplificare se neglijează în continuare pierderile în fier şi curentul total al transformatorului.

Se asociază sensurile pozitive pentru curenţi şi tensiuni pentru înfăşurarea primară 1 corespunzător receptorului şi pentru înfăşurările secundare omoloage 2, 3, corespunzător sursei. Ca şi la transformatorul cu două înfăşurări, sensurile curenţilor se aleg astfel, încît solenaţia rezultantă ce determină cîmpul magnetic principal, să fie suma solenaţiilor înfăşurărilor.

Ecuaţiile de tensiuni obţin forma:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_1\underline{I}_1 + j\omega\underline{\psi}_1 \\ -\underline{U}_2 &= R_2\underline{I}_2 + j\omega\underline{\psi}_2 \\ -\underline{U}_3 &= R_3\underline{I}_3 + j\omega\underline{\psi}_3 \end{aligned} \tag{3.51}$$

unde

$$\underline{\psi}_\lambda = \sum_{\nu=1}^{3} L_{\nu\lambda}\underline{I}_\nu ; \quad \nu = 1, 2, 3 \tag{3.52}$$

Ţinînd cont de (3.52) ecuaţiile (3.51) devin:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_1\underline{I}_1 + j\omega L_{11}\underline{I}_1 + j\omega L_{21}\underline{I}_2 + j\omega L_{31}\underline{I}_3 \\ -\underline{U}_2 &= R_2\underline{I}_2 + j\omega L_{12}\underline{I}_1 + j\omega L_{22}\underline{I}_2 + j\omega L_{32}\underline{I}_3 \\ -\underline{U}_3 &= R_3\underline{I}_3 + j\omega L_{13}\underline{I}_1 + j\omega L_{23}\underline{I}_2 + j\omega L_{33}\underline{I}_3 \end{aligned} \tag{3.53, a, b, c}$$

Considerînd cum s-a convenit, neglijabilă solenaţia de magnetizare a transformatorului în comparaţie cu solenaţiile înfăşurărilor, avem şi

$$\underline{\theta}_0 = \Sigma\underline{\theta}_i = N_1\underline{I}_1 + N_2\underline{I}_2 + N_3\underline{I}_3 \tag{3.54}$$

Ca şi la transformatorul cu două înfăşurări, pentru a elimina din ecuaţii numerele de spire, se raportează parametrii înfăşurărilor la una de referinţă, de exemplu înfăşurarea primară 1. Observăm că aici intervin rapoartele de transformare $K_{12} = \frac{N_1}{N_2}$, $K_{13} = \frac{N_1}{N_3}$, $K_{23} = \frac{N_2}{N_3} = \frac{K_{13}}{K_{12}}$.

Înmulţind ecuaţia (3.53, a) cu K_{12}, pe (3.53, b) cu K_{13} şi notînd cum se ştie

$$K_{12}U_2 = U_2', \; K_{13}U_3 = U_3', \; \frac{1}{K_{12}}I_2 = I', \; \frac{1}{K_{13}} I_3 = I_3', \; K_{12}^2R_2 = R_2', \; K_{13}^2R_3 = R_3',$$

ecuațiile (3.53) obțin forma

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_1\underline{I}_1 + j\omega L_{11}\underline{I}_1 + j\omega L_{21}K_{12}\underline{I}'_2 + j\omega L_{31}K_{13}\underline{I}'_3 \\ -\underline{U}'_2 &= R'_2\underline{I}'_2 + j\omega L_{12}K_{12}\underline{I}_1 + j\omega L_{22}K^2_{12}\underline{I}'_2 + j\omega L_{32}K_{12}K_{13}\underline{I}'_3 \\ -\underline{U}'_3 &= R'_3\underline{I}'_3 + j\omega L_{13}K_{12}\underline{I}_1 + j\omega L_{23}K_{13}K_{12}\underline{I}'_2 + j\omega L_{33}K^2_{13}\underline{I}'_3 \end{aligned} \quad (3.55\ a,\ b,\ c)$$

Avem de asemenea din (3.54)

$$\underline{I}_1 + \underline{I}'_2 + \underline{I}'_3 = 0 \quad (3.56)$$

Scăzînd ecuațiile (3.55, *a*) și (3.55, *b*) și înlocuind pe $\underline{I}'_3$ din (3.56) se obține

$$\underline{U}_1 + \underline{U}'_2 = [R_1 + j\omega(L_{11} - L_{12}K_{12} - L_{31}K_{13} + L_{32}K_{12}K_{13})]\underline{I}_1 - [R'_2 + \\ + j\omega(L_{22}K^2_{12} - L_{21}K_{12} + L_{31}K_{13} - L_{32}K_{12}K_{13})]\underline{I}'_2$$

sau și

$$\underline{U}_1 + \underline{U}'_2 = (R_1 + j\omega L_{1\sigma})\underline{I}_1 - (R'_2 + j\omega L'_{2\sigma})\underline{I}'_2 \quad (3.57)$$

Analog prin scăderea ecuațiilor (3.55, *a*), (3.55, *c*) rezultă

$$\underline{U}_1 + \underline{U}'_3 = (R_1 + j\omega L_{1\sigma})\underline{I}_1 - (R'_3 + j\omega L'_{3\sigma})\underline{I}'_3 \quad (3.58)$$

unde s-a notat pentru prelucrare

$$\begin{aligned} L_{1\sigma} &= L_{11} - L_{12}K_{12} - L_{13}K_{13} + L_{32}K_{12}K_{13} \\ L'_{2\sigma} &= L_{22}K^2_{12} - L_{21}K_{12} + L_{31}K_{13} - L_{32}K_{12}K_{13} \\ L'_{3\sigma} &= L_{33}K^2_{13} - L_{31}K_{13} + L_{21}K_{12} - L_{23}K_{12}K_{13} \end{aligned} \quad (3.59\ a,\ b,\ c)$$

În baza ecuațiilor (3.57), (3.58), se stabilește schema echivalentă a transformatorului cu trei înfășurări reprezentată în fig. 3.10 în care s-a notat

$$\omega L_{1\sigma} = X_1,\ \omega L'_{2\sigma} = X'_2 \\ \omega L'_{3\sigma} = X'_3 \quad (3.60)$$

Se urmărește în continuare modul de determinare al parametrilor schemei. Prin însumarea relațiilor (3.59, *a*), (3.59, *b*) se obține

$$L_{1\sigma} + L'_{2\sigma} = (L_{11} - L_{12}K_{12}) + K^2_{12}\left(L_{22} - L_{21}\frac{1}{K_{12}}\right) \quad (3.61)$$

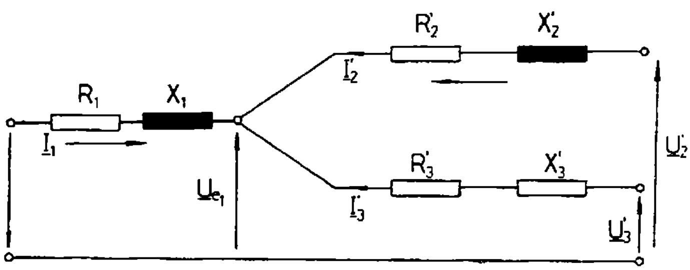


Fig. 3.10. Schema echivalentă simplificată a transformatorului cu trei înfășurări.

Dar prima paranteză din (3.61) reprezintă evident inductivitatea de dispersie $L_{1\sigma 12}$ a înfăşurării 1 faţă de înfăşurarea 2, în ipoteza absenţei înfăşurării 3, iar cea de a doua paranteză inductivitatea de dispersie $L_{2\sigma 12}$ a înfăşurării 2 faţă de 1, în aceeaşi ipoteză. Prin multiplicarea cu K_{12}^2, $L_{2\sigma 12}$ se raportează la primar şi prin urmare

$$L_{1\sigma} + L'_{2\sigma} = L_{1\sigma\,12} + L'_{2\sigma\,12} = L_{\sigma 12} \tag{3.62}$$

Din (3.62) rezultă semnificaţia inductivităţii $L_{\sigma 12}$ ca o inductivitate globală de dispersii, care determină reactanţa de scurtcircuit $X_{sc12} = \omega L_{\sigma 12}$, măsurabilă la bornele înfăşurării primare 1, înfăşurarea 2 fiind în scurtcircuit iar înfăşurarea 3, deschisă.

Analog se obţine

$$L_{1\sigma} + L'_{3\sigma} = L_{1\sigma 13} + L'_{3\sigma 13} = L_{\sigma 13} \tag{3.63}$$

cu aceeaşi semnificaţie ca mai sus.

În sfîrşit, suma inductivităţilor $L'_{2\sigma}$, $L'_{3\sigma}$ din (3.59, *b*), (3.59, *c*), se poate pune sub forma

$$L'_2 + L'_{3\sigma} = K_{12}^2\left[(L_{22} - L_{32}K_{23}) + K_{23}^2\left(L_{33} - L_{23}\frac{1}{K_{23}}\right)\right] \tag{3.64}$$

Dar $L_{22} - L_{32}K_{23} = L_{2\sigma\,23}$ şi analog $L_{33} - L_{23}\dfrac{1}{K_{23}} = L_{3\sigma\,23}$, indicii avînd acelaşi rol ca mai sus. Rezultă că suma din paranteza ecuaţiei (3.64) reprezintă inductivitatea globală de dispersie $L_{\sigma 23}$. Prin înmulţire cu K_{12}^2 această inductivitate se raportează la înfăşurarea de referinţă 1.

Observăm că suma din (3.64) poate lua şi forma

$$L'_{2\sigma} + L'_{3\sigma} = K_{13}^2\left[\frac{1}{K_{23}^2}(L_{22} - L_{32}K_{23}) + \left(L_{33} - L_{23}\frac{1}{K_{23}}\right)\right] \tag{3.65}$$

sau cum rezultă imediat

$$L'_{2\sigma} + L'_{3\sigma} = K_{13}^2 L_{\sigma 32} \tag{3.66}$$

Pe baza celor de mai sus, rezultă că inductivităţile de dispersie $L_{\sigma ij}$ (la altă scară reactanţele de scurtcircuit X_{scij}) pot fi determinate din probele de scurtcircuit parţiale (înfăşurarea *i* alimentată, înfăşurarea *j* în scurtcircuit iar cea de a treia deschisă).

Se identifică pe această cale reactanţele de scurtcircuit $X_{sc12} = \omega L_{\sigma 12}$, $X_{sc13} = \omega L_{\sigma 13}$, $X_{sc23} = \omega L_{\sigma 23}$ (sau $X_{sc32} = \omega L_{\sigma 32}$) şi ţinînd cont de (3.60) — (3.66) se obţine

$$\begin{gathered} X_{sc12} = X_1 + X'_2 \qquad X_{sc13} = X_1 + X'_3 \\ K_{12}^2 X_{sc23} = K_{13}^2 X_{sc32} = X'_{sc23} = X'_{sc32} = X'_2 + X'_3 \end{gathered} \tag{3.67}$$

Din încercările de scurtcircuit se determină şi rezistenţele de scurtcircuit R_{sc12}, R_{sc13}, R_{sc23} (a se vedea şi § 3.6.2), fiind valabile relaţiile

$$\begin{aligned} R_{sc12} = R_1 + R'_2,\ R_{sc13} = R_1 + R'_3,\ K_{12}^2 R_{sc23} = K_{13}^2 R_{sc32} = \\ = R'_{sc23} = R'_{sc32} = R'_2 + R'_3 \end{aligned} \tag{3.68}$$

Utilizînd (3.67), (3.68) se obţin parametrii schemei echivalente din fig. 3.40

$$X_1 = \frac{X_{sc12} + X_{sc13} - X'_{sc23}}{2}$$

$$X'_2 = \frac{X'_{sc23} + X_{sc12} - X_{sc13}}{2} \qquad (3.69)$$

$$X'_3 = \frac{X_{sc13} + X'_{sc23} - X_{sc12}}{2}$$

şi

$$R_1 = \frac{R_{sc12} + R_{sc13} - R'_{sc23}}{2}$$

$$R'_2 = \frac{R'_{sc23} + R_{sc12} - R_{sc13}}{2} \qquad (3.70)$$

$$R'_3 = \frac{R_{sc13} + R'_{sc23} - R_{sc12}}{2}$$

Diagrama fazorială a transformatorului cu trei înfăşurări considerînd schema echivalentă simplificată din fig. 3.40 este de forma (fig. 3.41). Observăm că pentru curenţi $\underline{I}'_2$, $\underline{I}'_3$ şi defazajele φ_2, φ_3, daţi, trasarea ei nu se face imediat ci prin cîteva aproximaţii succesive, astfel încît la considerarea tuturor căderilor de tensiune în ramurile schemei echivalente străbătute de aceşti curenţi, să se obţină aceeaşi tensiune electromotoare $\underline{U}_{e1}$. În continuare se stabileşte simplu curentul $\underline{I}_1$ şi tensiunea $\underline{U}_1$.

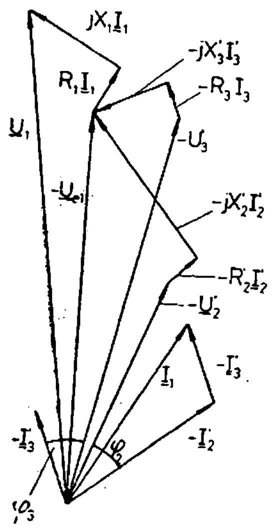
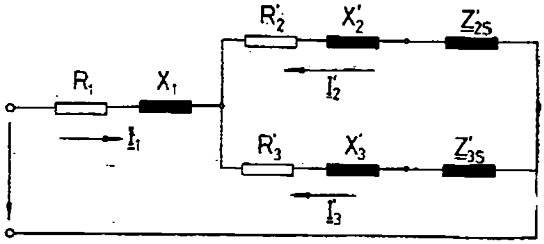


Fig. 3.41. Diagrama fazorială simplificată a transformatorului cu trei înfăşurări.

Transformatorul cu trei înfăşurări ridică unele probleme legate de *verificarea la încălzire* la sarcina nominală. În literatură [24], [4], se cunosc mai multe metode de încercare. Dintre ele, pentru transformatorul cu două înfăşurări, cea mai simplă şi avantajoasă este încercarea în scurtcircuit la curenţi întrucîtva măriţi faţă de cei nominali, astfel ca transformatorul să absoarbă o putere cît suma tuturor pierderilor (în fier şi înfăşurări) ce apar la funcţionarea în sarcină (condiţiile amănunţite de încercare sînt precizate în standarde). Tensiunea de alimentare este apropiată de tensiunea de scurtcircuit, de valoare în general redusă şi în consecinţă şi puterea sursei de alimentare este redusă.

La transformatoarele cu trei înfăşurări intervine particularitatea că la scurtcircuitarea simultană a înfăşurărilor secundare, nu se mai stabilesc curenţi practic proporţionali cu cei nominali, ci de valori dependente de impedanţele schemei echivalente din fig. 3.40. De asemenea trebuie avut în vedere şi faptul că transformatoarele cu trei înfăşurări pot fi dimensionate pentru puteri egale pe

Fig. 3.42. Introducerea impedanţelor suplimentare $\underline{Z}'_{2s}$, $\underline{Z}'_{3s}$.



toate înfăşurările sau puteri diferite, astfel încît suma puterilor secundare este mai mare sau egală cu puterea primară.

În general, sarcina nominală la transformatoarele cu puteri egale pe înfăşurări se realizează pe perechi de înfăşurări şi problema probei de încălzire s-a redus la cea a unui transformator cu două înfăşurări.

La transformatoarele cu puteri diferite trebuie realizată încărcarea simultană a înfăşurărilor. Acest lucru devine posibil, prin introducerea unor impedanţe în serie cu înfăşurările secundare, astfel ca să se obţină valorile nominale ale curenţilor simultan în toate trei înfăşurările. În fig. 3.42 este indicată schema echivalentă a transformatorului cu impedanţele suplimentare $\underline{Z}'_{2s}$, $\underline{Z}'_{3s}$. Cunoscînd parametrii din schema echivalentă a transformatorului, determinaţi din probele de scurtcircuit, se stabilesc impedanţele suplimentare astfel ca tensiunea U_1 şi implicit puterea sursei de alimentare să fie cît mai mică. Există posibilitatea ce trebuie analizată, ca una din înfăşurările secundare să fie legată direct în scurtcircuit (una din impedanţele suplimentare nulă).

Dacă suma puterilor aparente secundare este egală cu puterea aparentă a înfăşurării primare ($P_2 + P_3 = P_1$), curenţii secundari rezultă sinfazici. Cum în schema echivalentă a transformatorului reactanţele sînt de regulă preponderente, rezultă că practic este suficientă o reactanţă suplimentară X' de valoare potrivită, conectată pe una din ramuri, ca să se realizeze încărcarea simultană. Reactanţa X' se plasează astfel încît tensiunea U_1 să rezulte cît mai mică.

În cazul general al înfăşurărilor încărcate simultan cu puteri aparente diferite astfel că $P_2 + P_3 > P_1$, curenţii sînt defazaţi şi trebuiesc introduse impedanţe potrivite. În principiu alimentarea se poate face pe oricare din cele trei înfăşurări, urmînd ca pe celelalte să fie introduse elementele de defazare necesare (rezistenţe, inductivităţi sau capacităţi). Locul alimentării şi dispunerea acestor elemente se stabileşte astfel, încît să corespundă cît mai bine posibilităţilor platformei de încercare. Ca rezistenţe şi reactanţe suplimentare se pot folosi maşini sincrone, care permit largi posibilităţi de reglaj. Schema electrică principială de încercare este cea din fig. 3.43 în care G_1 reprezintă generatorul de alimentare antrenat de motorul M_a iar M_2, M_3 maşinile sin-

[1] A se vedea [4], [36].

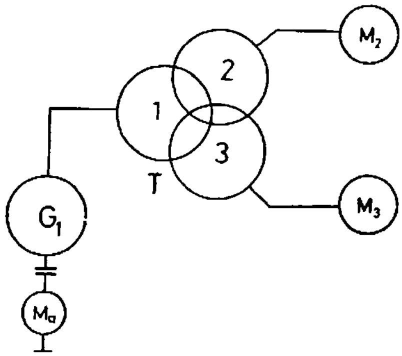


Fig. 3.43. Schema electrică principială de încercare.

crone din circuitele secundare ale transformatorului T, lucrînd fiecare în regimul necesar obţinerii curenţilor impuşi.

Metoda de încărcare analizată [36] prezintă o serie de avantaje cum ar fi posibilitatea realizării încărcării simultane a celor trei înfăşurări la curenţi nominali (astfel încît valorile supratemperaturilor obţinute corespund bine cu cele reale din exploatare) şi necesitatea unor puteri de încercare reduse, prin stabilirea unui regim apropiat de cel de scurtcircuit.

4. MAȘINA DE CURENT CONTINUU

4.1. NOȚIUNI GENERALE

Mașina de curent continuu s-a impus față de mașinile de curent alternativ prin posibilitatea reglării comode și în limite largi a turației ; există în schimb dezavantajul prezenței colectorului ce limitează puterea ce se poate scoate din mașină.

Principiul de funcționare a fost prezentat pe scurt în § 1.2. Dacă în locul unei singure spire se plasează pe rotor o înfășurare de curent continuu cu legături scoase la colector, pulsațiile tensiunii culese la perii se reduc sensibil, cu atît mai mult cu cît numărul de lamele ale colectorului între două perii consecutive este mai mare, încît se obține o tensiune practic continuă.

Regimurile posibile de funcționare ale mașinii de curent continuu, sînt de *generator, motor* și *frînă electromagnetică*, în raport cu sensul fluxului energiei.

Mașina de curent continuu este larg utilizată atît ca motor cît și ca generator și se realizează pentru diverse puteri, tensiuni și curenți.

După modul de conectare al înfășurării de excitație a polilor principali, mașinile de curent continuu pot fi cu *excitație separată* sau cu *autoexcitație.*

4.1.1. ELEMENTE CONSTRUCTIVE DE BAZĂ

Mașina de curent continuu are două părți principale :

— *statorul*, partea fixă, ce reprezintă inductorul mașinii ;

— *rotorul* partea mobilă sau partea indusă ce rotește în interiorul statorului.

Elementele statorului sînt : *carcasa* ce cuprinde *jugul statoric, polii principali* și *auxiliari, scuturile, lagărele, colierul de susținere a periilor.*

Rotorul cuprinde *miezul feromagnetic* crestat pe care este plasată *înfășurarea indusului, colectorul, arborele, ventilatorul.*

Elementele constructive de bază pot fi urmărite în fig. 4.1.

Jugul statoric 1 se realizează din fontă sau oțel. De el sînt fixați polii principali 2 pe care sînt plasate înfășurările de excitație 3 și polii auxiliari 4 cu înfășurările de comutație 5. Miezurile polilor se execută din tole de oțel electrotehnic strînse prin nituri sau din oțel masiv. În tălpile polilor principali uneori se practică crestături în care se introduc conductoarele înfășurării de compensație.

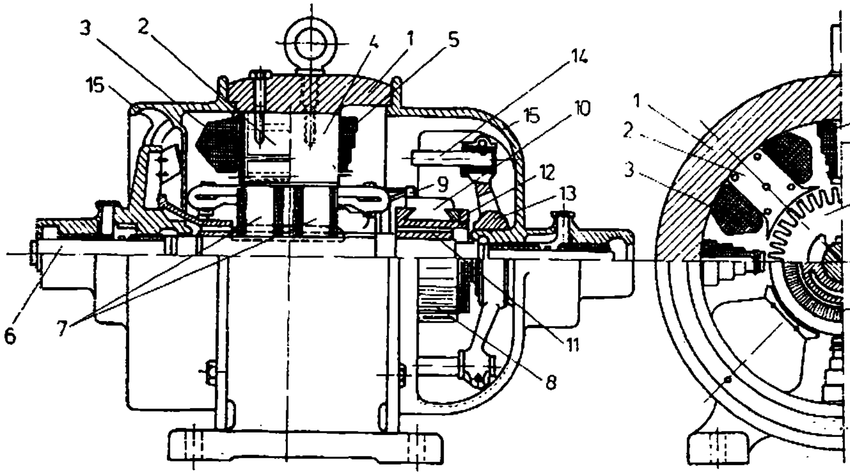


Fig. 4.1. Elementele constructive de bază ale unei mașini de curent continuu.

Rotorul este format din arborele 6 pe care se fixează miezul indusului 7 prevăzut cu crestături deschise sau semiînchise în care se plasează înfășurarea indusului legată la colectorul 8 prin intermediul steguletelor 9. Miezul indusului se face din tole de oțel electrotehnic de 0,5 mm izolate între ele prin o peliculă de lac sau un strat de oxid. Pentru îmbunătățirea condițiilor de răcire, tolele se grupează în pachete de 40—100 mm între care se lasă canale radiale de ventilație de 8—10 mm. Mașinile mici au un singur pachet de tole. Tolele marginale se iau cu grosimea de 1 mm din motive de rezistență mecanică. Colectorul este format din ansamblul lamelelor 10 izolate între ele cu mică sau micanită și rigidizate din punct de vedere mecanic prin intermediul butucului colectorului 11 și a inelului de strîngere al colectorului 12. Sistemul lamelelor se izolează de elementele de fixare prin cilindri și conuri de micanită.

Colierul de susținere a periilor 13 cuprinde un butuc cu mai multe brațe 14 în care se fixează portperiile ce permit așezarea periilor pe colector într-o poziție convenabilă. Brațele 14 sînt izolate prin cilindrii izolanți de butuc. Toate portperiile de aceeași polaritate se leagă galvanic și legăturile se scot la placa de borne a mașinii.

Mașinile mici și mijlocii se execută de obicei cu lagăre fixate în scuturile 15[1].

4.1.2. MĂRIMI NOMINALE

Mărimile nominale sînt cele corespunzătoare regimului nominal de funcționare al mașinii și sînt precizate pe plăcuța mașinii. La generatoare se normalizează tensiunile de 115 V, 230 V, 460 V iar la motoare tensiunile de 110 V, 220 V, 440 V.

[1] Alte detalii constructive în [3], [9 I], [24 I].

4.2. PROCESELE DE BAZĂ DIN MAŞINA DE CURENT CONTINUU

4.2.1. PROCESUL DE REACŢIE AL INDUSULUI

La mersul în gol, cîmpul magnetic $B_{\delta 0}$ din întrefierul unei maşini de curent continuu, este determinat de înfăşurarea de excitaţie şi are, dacă se neglijează prezenţa crestăturilor, o repartiţie dreptunghiular-curbilinie (fig. 1.4); spectrul liniilor de cîmp la mersul în gol este arătat în fig. 4.2, *a*.

La funcţionarea în sarcină a maşinii şi înfăşurarea indusului determină un cîmp magnetic, numit *cîmp magnetic de reacţie al indusului* ce se închide prin jugul rotoric, întrefier şi tălpile polare. Se consideră că maşina funcţionează ca generator şi periile sînt în axa neutră. În fig. 4.2, *b*, pentru sensul de rotaţie adoptat, este stabilit sensul curentului în conductoare, acelaşi cu al tensiunilor electromotoare induse şi este redat spectrul liniilor cîmpului magnetic de reacţie, a cărui axă de simetrie coincide cu linia periilor. Se observă că liniile cîmpului magnetic de reacţie se închid prin talpa polară, astfel încît magnetizează maşina sub o jumătate de talpă polară şi o demagnetizează sub cealaltă jumătate. Cînd axa cîmpului de reacţie coincide cu axa q a maşinii, *cîmpul* se numeşte *transversal*. Curba de repartiţie în întrefier în acest caz a cîmpului de reacţie, se stabileşte conform § 2.3.1 unde s-a determinat pentru solenaţia indusului o variaţie triunghiulară în trepte. Dacă se consideră conductoarele continuu repartizate pe periferia indusului, se obţine pentru solenaţie o repartiţie triunghiulară continuă; solenaţia trece prin zero

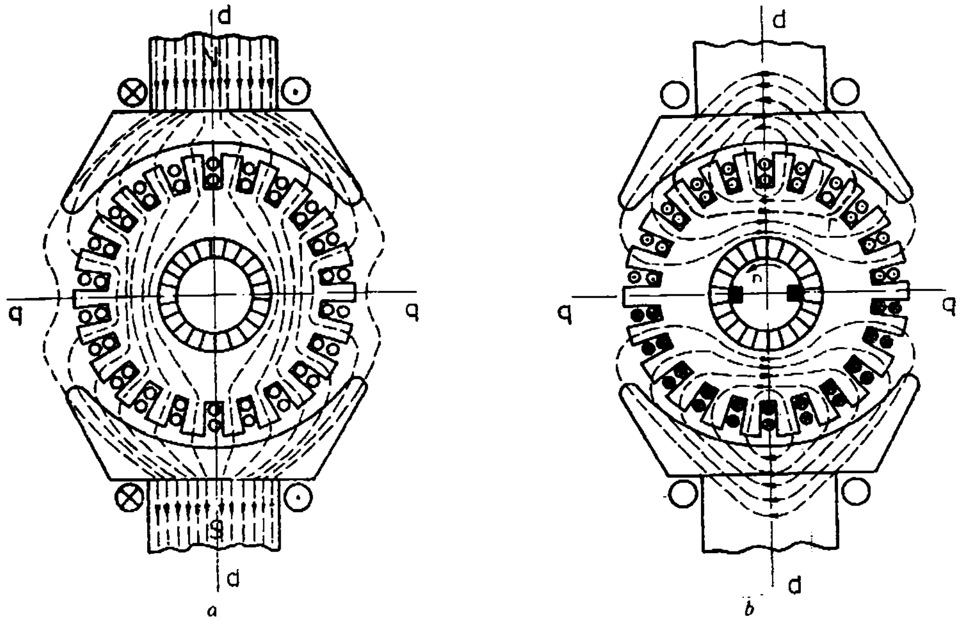


Fig. 4.2. *a* — cîmpul magnetic al mersului în gol ; *b* — cîmpul magnetic de reacţie al indusului.

în axa longitudinală a mașinii și capătă valoarea maximă în dreptul axei transversale. Notînd $i_a = \frac{I_a}{2a}$, curentul pe calea de curent și N numărul total de conductoare, atunci curentul pe unitatea de lungime periferică a indusului, numit și *pătura de curent (solenația specifică)*,

$$A = \frac{N i_a}{\pi D_a} = \frac{N I_a}{2 a \pi D_a} \tag{4.1}$$

Întrucît curba solenației indusului este simetrică față de axa d a mașinii, inducția magnetică determinată în întrefier la distanța x de axa d luată de reper, este

$$B_{\delta a}(x) = \frac{\mu_0 \theta_a(x)}{2p\delta''(x)} = \frac{\mu_0 A x}{\delta''(x)} \tag{4.2}$$

unde $\frac{\theta_a(x)}{p} = 2Ax$ este solenația corespunzătoare curbei închise Γ suprapusă unei linii a cîmpului de reacție, simetrică față de axa d, ce traversează întrefierul la distanța x considerată.

În baza relației (4.2) pentru porțiunea de sub talpa polară unde întrefierul este constant, rezultă că la altă scară curba solenației reprezintă și curba inducției magnetice, pentru porțiunea interpolară întrefierul crescînd sensibil, intervine o scădere a inducției magnetice. În fig. 4.3, *b* se reprezintă curbele solenației înfășurării indusului și inducției magnetice $B_{\delta a}$, corespunzătoare.

Cîmpul magnetic rezultant al mașinii la funcționarea în sarcină, este dat de suprapunerea cîmpului inductor și al indusului. Această interacțiune

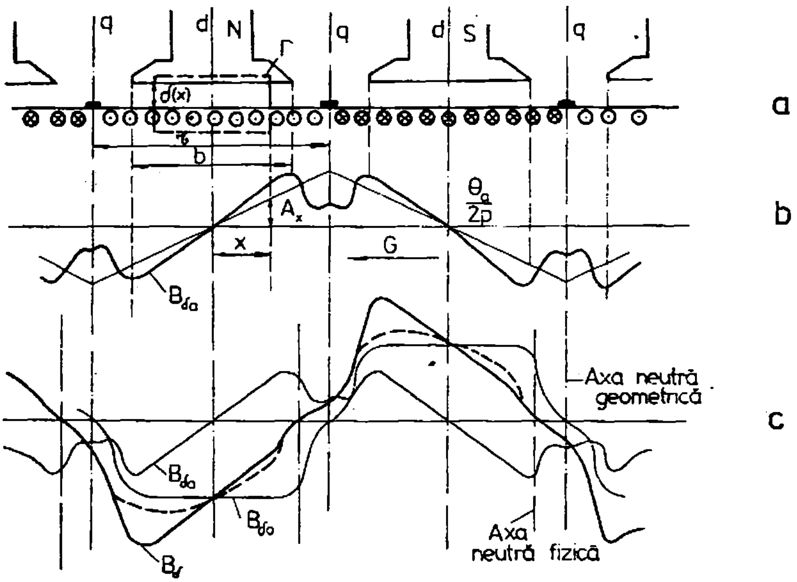


Fig. 4.3. Repartiția pe periferia mașinii a cîmpului magnetic rezultant al mașinii la funcționarea în sarcină și a cîmpurilor la mers în gol și de reacție al indusului.

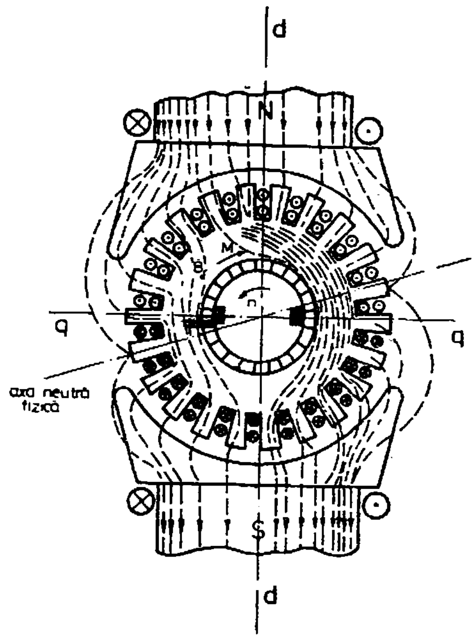


Fig. 4.4. Cîmpul magnetic rezultant la funcţionarea în sarcină.

se numeşte *reacţia de indus* şi provoacă modificarea repartiţiei de la mersul în gol a inducţiei magnetice de-a lungul pasului polar.

Dacă maşina este nesaturată, repartiţia inducţiei magnetice rezultante în întrefier B_δ, este dată în fig. 4.3, *c* prin însumarea curbelor lui $B_{\delta 0}$, $B_{\delta a}$, iar spectrul cîmpului magnetic rezultant al maşinii, este cel din fig. 4.4. Ca urmare a acţiunii magnetizante sub o jumătate de piesă polară şi demagnetizante sub cealaltă jumătate, a solenaţiei de reacţie a indusului, curba repartiţiei componentei radiale a inducţiei magnetice în întrefier se deformează şi are loc o rotire a axei neutre fizice (în sensul rotaţiei la motor, în sens opus la generator), aşa încît în dreptul axei neutre geometrice q, cîmpul magnetic devine diferit de zero; cum solenaţia de reacţie are în mod egal un efect magnetizant şi demagnetizant, fluxul polar al maşinii nu se modifică.

Dacă maşina este saturată nu se mai poate aplica principiul suprapunerii efectelor. În acest caz trebuie determinată curba solenaţiei rezultante (a înfăşurărilor inductorului şi indusului) şi corespunzător, stabilit cîmpul în fiecare punct. Pentru un punct plasat în zona inducţiilor magnetice B_δ mari din întrefier, curba Γ de integrare traversează porţiuni saturate ale circuitului magnetic. Tensiunea magnetică a pieselor polare şi dinţilor rotorului unde liniile cîmpului de excitaţie şi reacţie se însumează creşte, ceea ce se traduce prin creşterea lui K_s şi implicit al lui $\delta'' = K_s K_c \delta$. Ca urmare, B_δ nu mai atinge valorile date de însumarea grafică ci repartiţia pentru porţiunea saturată urmează curba reprezentată punctat în fig. 4.3, *c*. Acţiunea magnetizantă a reacţiei de indus nu echilibrează integral acţiunea demagnetizantă aşa încît la o maşina saturată, fluxul polar al maşinii se reduce la funcţionarea în sarcină.

În *concluzie*, la plasarea periilor în axa neutră a maşinii, reacţia de indus are un caracter deformant al cîmpului magnetic din întrefier la maşina nesaturată şi un caracter deformant şi demagnetizant la maşina saturată. La func-

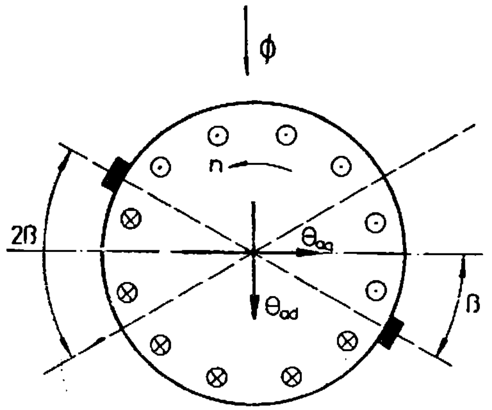


Fig. 4.5. Solenaţiile de reacţie ale indusului, cînd periile sînt rotite din axa neutră geometrică.

ţionarea maşinii ca generator, se magnetizează suplimentar cornul polar de ieşire şi se demagnetizează cornul polar de intrare ; invers stau lucrurile la motor, cînd curentul indusului schimbă de semn.

Fie în continuare periile rotite din axa neutră cu unghiul β măsurat electric (fig. 4.5) în sens contrar rotaţiei. Desigur, pentru acelaşi curent al indusului, curba cîmpului rezultant pe pasul polar se modifică. Porţiunea din înfăşurarea indusului cuprinsă în unghiul (π — 2β) determină un *cîmp magnetic de reacţie transversal* ca şi în cazul periilor plasate în axa neutră ; porţiunea din înfăşurarea indusului cuprinsă în unghiul 2β determină un cîmp magnetic ce se închide după direcţia cîmpului de excitaţie, numit *cîmp de reacţie longitudinal*. Dacă A este pătura de curent, solenaţiile maxime de reacţie transversală şi longitudinală pe întreaga maşină sînt

$$\Theta_{aq} = AD_a\left(\frac{\pi}{2} - \beta\right), \qquad \Theta_{ad} = AD_a\beta \tag{4.3}$$

Acţiunea cîmpului magnetic de reacţie transversală este deformantă, acţiunea cîmpului de reacţie longitudinală ce urmează acelaşi traseu cu cîmpul inductor este magnetizantă sau demagnetizantă după sensul de rotire al periilor. La decalarea în sensul rotaţiei indusului este demagnetizantă, altfel magnetizantă ; invers stau lucrurile la funcţionarea maşinii ca motor.

În mod normal periile se plasează în axa neutră geometrică aşa încît reacţia longitudinală nu intervine.

Reacţia de indus este un proces dezavantajos din următoarele motive :

— se micşorează tensiunea la bornele maşinii în sarcină, faţă de mersul în gol (ca urmare a reducerii fluxului polar) ;

— tensiunea dintre două lamele de colector, dependentă de valoarea locală a inducţiei magnetice din întrefier, poate lua la funcţionarea în sarcină (ca urmare a deformării curbei cîmpului magnetic), valori de 1,6—2 ori mai mari ca cele de la mersul în gol ; dacă se depăşesc 35 V, există posibilitatea producerii în condiţii determinate (ca de exemplu, prezenţa prafului de cărbune între lamele etc.) a unui arc electric. Dacă acesta cuprinde şi lamelele vecine se poate extinde între două perii de polarităţi opuse şi produce „cercul de foc, la colector", ce pune în scurtcircuit reţeaua şi maşina, împrejurare deosebit de periculoasă ;

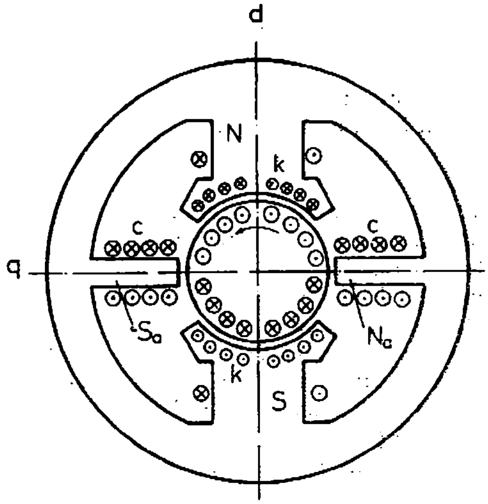


Fig. 4.6. Maşina de curent continuu prevăzută cu înfăşurare de compensaţie şi poli auxiliari.

— cresc pierderile în fier, proporţionale aproximativ cu patratul inducţiei magnetice ;

— determină o rotaţie a axei neutre fizice, ceea ce influenţează defavorabil funcţionarea maşinii.

Pentru eliminarea acestor dezavantaje se urmăreşte compensarea reacţiei de indus într-o maşină electrică. În acest sens :

— se prevede în nişte crestături închise sau semiînchise practicate în tălpile polare, o *înfăşurare de compensaţie K* formată din bare străbătute de curent ca în fig. 4.6, încît să determine o solenaţie egală şi de sens opus solenaţiei indusului. Ca urmare, cîmpul de reacţie transversal este anulat pe toată lungimea tălpii polare (cîmpul magnetic creat de curentul din indus se reduce la un cîmp de dispersie ce nu traversează întrefierul). Pentru ca această compensare să se producă automat, indiferent de sarcină, înfăşurarea de compensaţie se conectează în serie cu înfăşurarea indusului ;

— se plasează între polii principali, în axele transversale, *poli auxiliari* sau *poli de comutaţie* (fig. 4.6) a căror înfăşurare *C* determină o astfel de solenaţie încît nu numai să anuleze cîmpul magnetic al maşinii din axa *q* stabilit ca urmare a reacţiei de indus, ci să determine în axa neutră un cîmp magnetic de sens opus, necesar funcţionării (vezi § 4.2.2). Ca şi înfăşurarea de compensaţie înfăşurarea polilor auxiliari se conectează în serie cu indusul.

Înfăşurarea de compensaţie scumpeşte maşina şi de regulă se utilizează la maşini mari, cu regimuri grele de funcţionare ; cu poli auxiliari sînt dotate chiar maşinile de curent continuu de mică putere.

. La metodele indicate se adaugă şi altele[1] ce urmăresc în principiu creşterea reductanţei magnetice, pe calea cîmpului de reacţie transversal al indusului.

---

[1] A se vedea şi [9 I], [19 I], [24 I].

4.2.2. PROCESUL DE COMUTAȚIE

În teoria înfășurărilor de curent continuu, s-a văzut că bobinele prin rotirea indusului, trec continuu dintr-o cale de curent în alta. Cît timp bobina este într-o cale de curent, este străbătută de curentul constant $i_a = \frac{I_a}{2a}$, la trecerea în altă cale, curentul schimbă de semn. Procesul ce are loc ca urmare a modificării curentului unei bobine la trecerea din o cale de curent în alta de la $+i_a$ la $-i_a$, obligatoriu cum rezultă din principiul de funcționare la mașina de curent continuu, se numește *procesul de comutație*, iar durata lui, *perioada de comutație* T_c.

În momentul schimbării căii de curent, capetele bobinei sînt puse în scurtcircuit prin perie (la înfășurarea buclată) sau prin perii de aceeași polaritate (la înfășurarea ondulată).

În fig. 4.7, *a*, *c* sînt date pozițiile unei bobine reprezentate îngroșat, respectiv în momentele imediat anterior și ulterior comutației iar în fig. 4.7, *b*, la un moment dat în timpul comutației ; sensul de deplasare al colectorului cu viteza v_c este indicat prin săgeată.

Comportarea mașinii este strîns legată de modul cum variază curentul i prin bobină în timpul comutației. În fig. 4.8 se consideră o bobină pusă în scurtcircuit prin perie de o lățime b_p, egală pentru simplificare, cu lățimea b_c a unei lamele de colector.

Fie R_b, L_b, rezistența și inductivitatea de dispersie a bobinei, R_1 rezistența legăturii dintre înfășurare și lamela de colector și R_{p1}, R_{p2} rezistențele de trecere dintre perie și lamela 1 respectiv 2. Aplicînd legea inducției electromagnetice pentru curba Γ, de-a lungul căreia se închide curentul i, se obține

$$R_b i + (R_1 + R_{p1})(i_a + i) - (R_1 + R_{p2})(i_a - i) = \Sigma u_e \qquad (4.4)$$

unde $\Sigma u_e = u_{er} + u_{ec}$
în care

$$u_{er} = -\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(L_b i) ; \qquad u_{ec} = -\frac{\mathrm{d}\psi_c}{\mathrm{d}t} = -s_b\frac{\mathrm{d}\Phi_c}{\mathrm{d}t} \qquad (4.5)$$

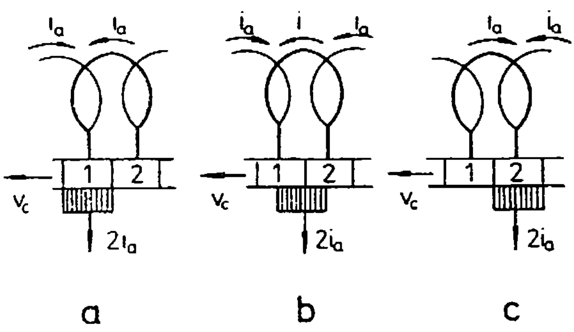


Fig. 4.7. Diverse momente ale procesului de comutație.

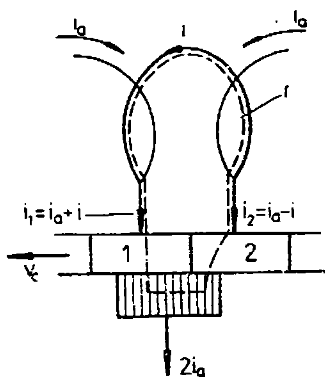


Fig. 4.8. Circuitul curentului de comutație i.

Fluxul fascicular Φ_c corespunde unui cîmp magnetic exterior ce înlănţuie bobina în comutaţie.

Rezolvînd ecuaţia (4.4) în raport cu i se obţine

$$i = \frac{R_{p2} - R_{p1}}{R + R_{p1} + R_{p2}} i_a + \frac{\Sigma u_e}{R + R_{p1} + R_{p2}} \tag{4.6}$$

unde s-a notat $R = R_b + 2R_1$.

La timpul $t = 0$, peria acoperă complet lamela 1. Fie în acest caz $R_p = \frac{K}{S_p}$, rezistenţa de trecere dintre lamelă şi perie corespunzător suprafeţei de trecere S_p (s-a admis pentru simplificare în procesul de trecere a curentului între perie şi lamelă o rezistivitate constantă, independentă de curent şi viteza colectorului).

La timpul t, peria calcă pe cele două lamele ; suprafeţele de trecere ale lamelelor 1, 2 sînt S_{p1}, S_{p2} şi corespunzător rezistenţele de trecere, $R_{p1} = \frac{K}{S_{p1}}$, $R_{p2} = \frac{K}{S_{p2}}$.

Dar $S_{p1} = v_c l_c (T_c - t)$, $S_{p2} = v_c l_c t$ şi cum $S_p = (S_{p1})_{t=0}$ rezultă şi $S_p = v_c l_c T_c$, unde l_c este lungimea colectorului ocupată de perie. Avem prin urmare

$$\frac{R_{p1}}{R_p} = \frac{T_c}{T_c - t}; \qquad \frac{R_{p2}}{R_p} = \frac{t}{T_c - t}$$

şi înlocuind în (4.6) se obţine

$$i = \frac{1 - 2\frac{t}{T_c}}{1 + \frac{R}{R_p}\frac{t}{T_c}\left(1 - \frac{t}{T_c}\right)} i_a + \frac{\Sigma u_e}{R + R_p \frac{1}{\frac{t}{T_c}\left(1 - \frac{t}{T_c}\right)}} \tag{4.7}$$

Relaţia (4.7) nu determină univoc curentul i deoarece u_{er} ce intră în Σu_e este funcţie de i (rel. 4.5), dar permite obţinerea unor concluzii importante. Se au în vedere cîteva cazuri particulare.

1. Se consideră viteza de deplasare a colectorului $v_c \cong 0$, aşa încît $\Sigma u_e \cong 0$. Dacă se neglijează rezistenţa R, în general cu atît mai redusă cu cît maşinile sînt de puteri mai mari se obţine

$$i = \left(1 - 2\frac{t}{T_c}\right) i_a ;$$

curentul prin bobina ce comută variază linear în timp (curba 1 din fig. 4.9), se zice că avem o *comutaţie lineară*. Dacă $R \neq 0$,

$$i = \frac{1 - 2\frac{t}{T_c}}{1 + \frac{R}{Rp}\frac{t}{T_c}\left(1 - \frac{t}{T_c}\right)} i_a,$$

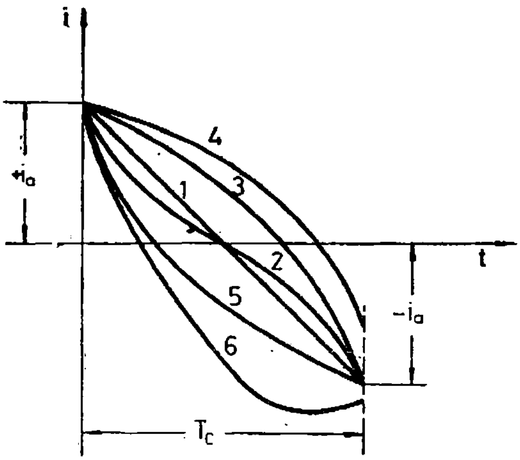


Fig. 4.9. Curbele $i = f(t)$ pentru diverse tipuri de comutaţie.

curentul ia în orice moment valori mai mici ca în cazul precedent şi schimbă de semn tot la $t = \frac{T_c}{2}$, (curba 2). Acest mod de comutaţie se numeşte *comutaţie de rezistenţă*.

2. Se consideră şi $\Sigma u_e \neq 0$. Fie mai întîi $u_{ec} = 0$ (periile sînt în axa neutră fizică). Cum t.e.m. indusă u_{er} se opune variaţiei curentului prin bobină, curentul i schimbă de semn la un timp $t' > \frac{T_c}{2}$ (curba 3) şi *comutaţia* se numeşte *întîrziată*.

Pentru $u_{ec} \neq 0$ curbele de comutaţie se modifică. În cazul t.e.m. u_{ec} de acelaşi sens cu u_{er}, efectul de întîrziere se accentuează (curba 4), dacă u_{ec} este de sens contrar cu u_{ec} dar $|u_{ec}| < |u_{er}|$, se reduce efectul de întîrziere şi la $|u_{ec}| = |u_{er}|$ se obţine o comutaţie de rezistenţă; pentru $|u_{ec}| > |u_{er}|$ şi de sens contrar, curentul schimbă de semn la un timp $t'' < \frac{T_c}{2}$ şi *comutaţia* se numeşte *accelerată* (curba 5). La comutaţii foarte întîrziate sau foarte accelerate (curbele 4, 6) se poate ca la $t = T_c$ să nu avem $i = i_a$ şi ruperea curentului i_1 se face cu arc electric sub muchia de ieşire a periei, aşa încît aceste cazuri extreme nu sînt acceptabile.

Apreciem comutaţia unei maşini după scînteierea ce se produce la contactul dintre perie şi colector. Fie în fig. 4.10 curba $i = f(t)$ corespunzătoare unei comutaţii întîrziate şi curenţii i_1, i_2 la timpul t. Densităţile de curent j_{p1}, j_{p2} sub lamelele 1, 2 sînt

$$j_{p1} = \frac{i_1}{S_{p1}} = \frac{i_1}{v_c l_c (T_c - t)} = K \operatorname{tg} \gamma_1;$$

$$j_{p2} = \frac{i_2}{S_{p2}} = \frac{i_2}{v_c l_c t} = K \operatorname{tg} \gamma_2$$

Se observă că pentru orice moment $\gamma_1 > \gamma_2$ şi $j_{p1} > j_{p2}$. Densitatea de curent este neuniformă sub perie, mai mare sub muchia de ieşire (în contact cu lamela 1) unde ca urmare, poate să se producă o scînteiere cu atît mai puternică cu cît comutaţia este mai întîrziată. Analog, se arată că în cazul comutaţiei acce-

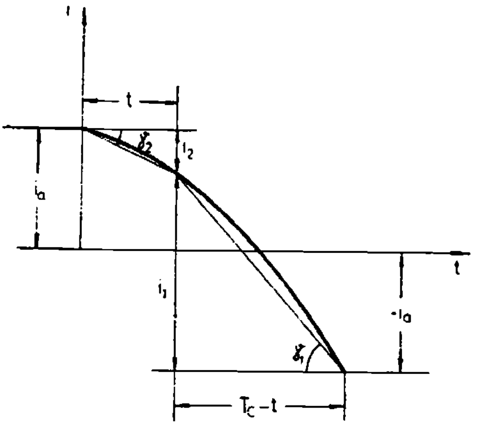


Fig. 4.10. Curenţii i_1, i_2, i, la o comutaţie întîrziată.

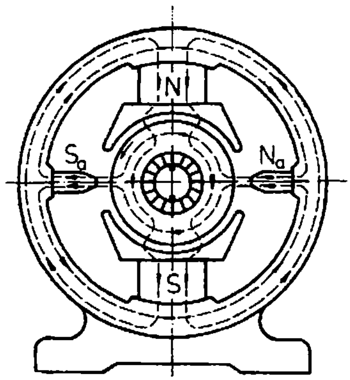


Fig. 4.11. Polarităţile polilor principali şi auxiliari la funcţionarea maşinii de curent continuu ca generator.

lerate $j_{p2} > j_{p1}$ astfel că se poate ivi o scînteiere periculoasă sub muchia de intrare a periei (în contact cu lamela 2) dacă se depăşesc anumite valori pentru densitatea de curent corespunzătoare j_{p2}, iar la comutaţii foarte accelerate cum s-a văzut, scînteierea poate cuprinde şi cealaltă muchie. La o comutaţie de rezistenţă densitatea de curent sub perie este neuniformă, mai mare către muchiile de intrare şi ieşire, unde pot apărea scîntei. În cazul comutaţiei teoretice lineare solicitarea electrică a contactului perie-colector este uniformă ($j_{p1} = j_{p2}$) şi din acest motiv din punct de vedere practic se urmăreşte asigurarea unei comutaţii pe cît posibil mai apropiată de cea lineară.

Apropierea de o comutaţie lineară presupune limitarea componentei suplimentare a curentului i, condiţionată de tensiunea rezultantă ($u_{er} + u_{ec}$). Întrucît t.e.m. u_{er} nu poate fi anulată, ea trebuie compensată prin t.e.m. indusă u_{ec}. La plasarea periilor în axa neutră geometrică a unei maşini fără poli de comutaţie, cîmpul exterior în zona bobinei ce comută, ca urmare a reacţiei de indus, devine diferit de zero. El are o astfel de polaritate încît indiferent de regimul de motor sau generator, induce o t.e.m. u_{ec} ce se însumează cu u_{er} şi determină o comutaţie şi mai întîrziată ; pentru compensarea lui u_{er} trebuie creat un cîmp exterior de inducţie magnetică B_c de sens contrar. Acest cîmp este produs în mod normal în maşinile de curent continuu prin intermediul *polilor auxiliari* plasaţi în axele q.

În fig. 4.11 într-o maşină bipolară sînt reprezentate liniile de cîmp magnetic ale polilor principali N, S, şi auxiliari N_a, S_a la funcţionarea ca generator. Compensarea nu se poate realiza total în orice moment, deoarece mărimea lui u_{er} este funcţie de modul de variaţie în timp a curentului i. Se operează de obicei cu valorile medii.

Valoarea medie a t.e.m. u_{er} se determină observînd că în timpul $\Delta t = T_c$, curentul în bobină variază cu $\Delta i = i_a - (-i_a) = 2i_a$ şi ca urmare

$$u_{er\,med} = L_b \frac{\Delta i}{\Delta t} = L_b \frac{2i_a}{T_c} = L_b \frac{2i_a}{b_c} v_c \qquad (4.8)$$

Se observă că pentru limitarea lui $u_{er\,med}$ trebuie ca inductivitatea bobinei ce comută, curentul pe cale şi turaţia maşinii să fie cît mai mici. Rezultă de aici că procesul de comutaţie limitează puterea ce se poate scoate din maşină. În absenţa măsurilor de compensare trebuie ca $u_{er\,med} \leqslant 10$ V.

T.e.m. u_{ec} este dată de o relaţie de forma

$$u_{ec} = KnB_c \tag{4.9}$$

Se observă că u_{er}, u_{ec} se modifică proporţional cu turaţia ; pentru compensarea reciprocă, indiferent de sarcină, trebuie asigurată şi condiţia $B_c \equiv i_a$.

Dacă θ_{aq}, θ_K sînt solenaţiile de reacţie transversală a indusului şi înfăşurării de compensaţie şi U_{HC} t.m.m. a circuitului magnetic al polilor auxiliari, solenaţia polilor de comutaţie θ_C necesară producerii cîmpului B_c, este

$$\theta_C = \theta_{aq} - \theta_K + U_{HC} \tag{4.10}$$

Se observă că prin plasarea unei înfăşurări de compensaţie se reduce solenaţia necesară a polilor auxiliari. Pentru îndeplinirea condiţiei $B_c \equiv i_a$, circuitul magnetic al polilor auxiliari se dimensionează astfel, încît să rămînă nesaturat pentru toate valorile curentului maşinii ce pot interveni în funcţionare şi înfăşurarea lor se conectează în serie cu indusul.

Polaritatea polilor auxiliari se fixează astfel, încît la generator este aceeaşi cu a polului principal ce urmează în sensul rotaţiei, iar la motor invers.

Cîmpul exterior B_c necesar compensării, poate fi produs şi prin *rotirea periilor* din axa neutră fizică (în sensul rotaţiei la generator şi invers la motor). Deoarece repartiţia în întrefier a cîmpului magnetic rezultant al maşinii depinde de sarcină (de curentul indusului), o compensare exactă a t.e.m. u_{er} ar cere deplasarea continuă a periilor la variaţia sarcinii. Această metodă a rotirii periilor, se aplică la maşini mici (sub 1 kW) şi de regulă periile se aşează într-o poziţie fixă.

Alegerea potrivită a periilor reprezintă o altă metodă importantă de îmbunătăţire a comutaţiei. La maşini cu tensiuni ridicate, t.e.m. rezultantă Σu_e poate fi importantă (deoarece compensarea t.e.m. u_{er} nu este totală) şi din acest motiv se prevăd perii tari, pentru mărirea rezistenţei pe calea curentului de comutaţie i ; pentru maşini mici, de joasă tensiune, se aleg perii moi de grafit sau metalizate.

Cu toate măsurile luate, practic scînteierea la colector nu poate fi evitată. O mică scînteiere este nepericuloasă şi nu deteriorează colectorul. Normele STAS prevăd 5 grade de scînteiere : gradul 1, 1 1/4, 1 1/2, 2, 3. Scînteile de gradul 3 sînt puternice şi sub toate periile astfel încît nu sînt admise pentru o funcţionare de durată. În nici un caz nu este permisă funcţionarea maşinii cu scîntei sub formă de arc electric, ce pot deteriora grav suprafaţa colectorului şi scoate maşina din funcţiune.

Condiţiile de comutaţie se înrăutăţesc sensibil la suprasarcini importante. Deformarea puternică a cîmpului magnetic din întrefier ce decurge, stabileşte o repartiţie neuniformă a potenţialului la colector şi tensiunile dintre lamele pot lua valori periculoase. De asemenea, saturarea circuitului magnetic al polilor auxiliari, face să nu mai fie îndeplinită condiţia $B_c \equiv i_a$, u_{er} nu mai poate fi compensat şi comutaţia capătă un caracter întîrziat (pentru a nu apare această situaţie, la maşinile ce preiau suprasarcini, comutaţia se aranjează astfel ca să fie uşor accelerată la funcţionarea normală).

Din aceste motive și în condițiile unei suprafețe murdare a colectorului, a izolației reduse dintre lamele (cauzată de prezența prafului de cărbune etc.), a mediului ionizat ca urmare a scînteilor, acestea se pot amplifica sensibil, existînd pericolul apariției cercului de foc la colector.

Mașinile importante se prevăd cu poli auxiliari, înfășurare de compensație și se iau și alte măsuri (realizarea înfășurării indusului în trepte, prevederea unor amortizoare de crestături etc.), pentru asigurarea unei comutații satisfăcătoare în orice regim ce poate interveni în mod normal.

Alături de *cauzele electromagnetice* enumerate, scînteierea la colector este legată și de *cauze mecanice* (excentricități ale colectorului, vibrații, ieșirea unor lamele în afară etc.). Ele pot fi remediate prin o realizare tehnologică îngrijită.

Problemele teoretice legate de procesul de comutație sînt complexe și nu pot fi surprinse în totalitate. Pe baza cunoștințelor actuale[1] se dimensionează însă mașini de curent continuu cu o comutație satisfăcătoare, așa încît se poate considera că această problemă este rezolvată din punct de vedere practic.

4.3. CUPLUL ELECTROMAGNETIC AL MAȘINII DE CURENT CONTINUU

La funcționarea în sarcină a mașinii de curent continuu, se produce un cuplu electromagnetic, determinat de interacțiunea dintre cîmpul magnetic al mașinii și curentul din înfășurarea indusului.

Se are în vedere fig. 2.29 completată cu conductoarele din cel de al doilea strat. Pentru simplificare se consideră conductoarele dispuse continuu la periferia indusului neted; fie A, pătura de curent și $\mathrm{d}i = A\mathrm{d}x$, curentul pe lungimea $\mathrm{d}x$ a periferiei. Forța ce acționează asupra conductorului de lungime axială L_i, străbătut de curentul $\mathrm{d}i$ este $\mathrm{d}\bar{f}(x) = \mathrm{d}i\bar{L}_i \times \bar{B}_\delta(x)$ unde $\bar{B}_\delta(x)$ este vectorul inducției magnetice rezultante din întrefier în punctul x, iar $\bar{L}_i$ este în sensul curentului $\mathrm{d}i$.

Cum la considerarea armăturilor ce delimitează întrefierul echipotențiale magnetic, $\bar{B}_\delta(x)$ este orientat radial, forța electromagnetică $\mathrm{d}\bar{f}(x)$ este tangențială la periferia indusului și determină un cuplu electromagnetic $\mathrm{d}m(x) = \frac{D_a}{2}\mathrm{d}f(x)$.

Cuplul electromagnetic pe pasul polar

$$m = \int_0^\tau \mathrm{d}m(x) = \int_0^y \mathrm{d}m(x) = \frac{D_a}{2} A\, L_i \int_0^y B_\delta\,(x)\mathrm{d}x = \frac{D_a}{2} A\,\Phi$$

unde Φ este fluxul polar al mașinii la funcționarea în sarcină definit ca în § 2.2.1 ; s-au luat limitele de integrare pentru domeniul (o, y) deoarece pe distanța pe care laturile de dus și de întors ale aceleiași căi de curent se suprapun, curenții sînt egali și de semn contrar și solenația specifică A este nulă.

[1] A se vedea și [3], [6], [9 I], [19].

Cuplul rezultant pe întreaga mașină ținînd cont de valoarea lui A din (4.1) se obține de forma

$$M = 2pm = K_M \Phi I_a \tag{4.11}$$

unde

$$K_M = \frac{pN}{2a\pi} \tag{4.12}$$

o mărime constantă, funcție de datele mașinii.

Cuplul electromagnetic este condiționat de mărimea fluxului fascicular Φ al mașinii, indiferent de curba de repartiție a inducției magnetice pe pasul polar, și de curentul I_a al indusului.

În realitate, într-o mașină electrică conductoarele sînt plasate în crestături și cum liniile cîmpului magnetic trec în principal prin dinți, asupra conductoarelor se exercită o forță redusă. Calculul în acest caz arată că restul de forță este preluat de dinți, așa încît mărimea cuplului electromagnetic ce acționează rotorul, rămîne cea dată de (4.11). Faptul că forțele se exercită în principal asupra armăturii rotorice, reprezintă un avantaj important al înfășurării plasate în crestături, descărcată astfel sensibil de solicitări mecanice.

Cuplul electromagnetic este un cuplu rezistent la generator așa cum se vede din fig. 4.4 unde forțele tangențiale $\bar{f}$ sînt de sens contrar rotației mașinii; la funcționarea mașinii cu turație constantă, la arbore se aplică un cuplu mecanic ce echilibrează cuplul electromagnetic și cuplul corespunzător pierderilor mecanice și în fier.

La funcționarea mașinii ca motor, curentul din indus schimbă de semn și cuplul electromagnetic acționează în sensul rotației, echilibrînd cuplul rezistent la arbore și cuplul corespunzător acelorași pierderi.

4.4. GENERATORUL DE CURENT CONTINUU

O mașină de curent continuu funcționează ca *generator* cînd primește putere mecanică la arbore și cedează pe la borne putere electrică.

Din punctul de vedere al excitației se deosebesc: *generatoare cu excitație separată* (fig. 4.12, *a*) la care înfășurarea de excitație este conectată la o sursă exterioată de tensiune continuă și *generatoare cu autoexcitație* care după modul de legare la bornele mașinii a înfășurărilor de excitație, pot fi cu excitație *paralel* (fig. 4.12, *b*), *serie* (fig. 4.12, *c*) și *mixtă* (fig. 4.12, *d*). După scopul urmărit se utilizează și generatoare ce prezintă atît înfășurări de excitație paralel și serie cît și excitație separată. Cel mai larg folosit este generatorul derivație.

Puterea electrică de excitație este de ordinul cîtorva procente (2—5%) din puterea nominală a mașinii de curent continuu. Rezultă de aici că la mașinile cu excitație paralel, curentul I_e din înfășurarea de excitație, reprezintă de asemenea cîteva procente din curentul principal al mașinii; pentru producerea solenației de magnetizare necesare, înfășurarea de excitație se realizează din spire multe de secțiune redusă și are ca urmare, o rezistență importantă. La mașinile cu înfășurare de excitație serie, cum aceasta este străbătută

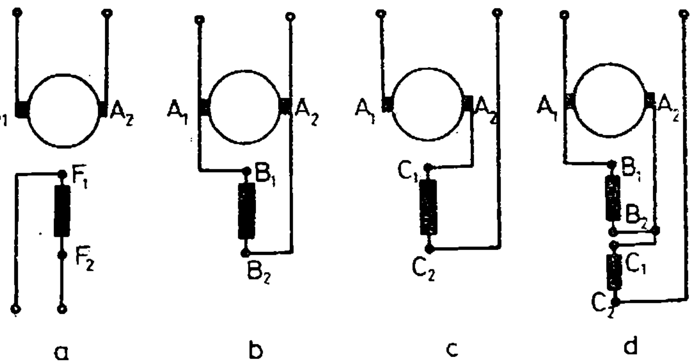


Fig. 4.12. Tipuri de excitaţie ale generatorului de curent continuu.
a — separată ; *b* — paralel ; *c* — serie ; *d* — mixtă

de curentul principal al maşinii, se realizează dintr-un număr mic de spire cu secţiune mare şi ca urmare prezintă o rezistenţă redusă.

Pentru ca să se poată stabili o tensiune la bornele generatoarelor cu autoexcitaţie, trebuie ca în acestea să existe un cîmp magnetic remanent.

La funcţionarea în sarcină a generatorului de curent continuu se deosebesc următoarele pierderi :

— pierderi mecanice şi de ventilaţie p_{m+v} ;

— pierderi în fier (în dinţii şi jugul rotorului şi de suprafaţă în tălpile polilor ca urmare a crestării rotorului) ;

— pierderile p_{cu_1} în înfăşurarea de excitaţie şi p_{cu_2} (principale şi suplimentare) în înfăşurarea indusului ;

— pierderile de trecere $p_t = \Delta UI$, de la colector la înfăşurarea indusului.

Dacă P_1 este *puterea mecanică* primită la arbore de un generator cu excitaţie separată şi P_2 *puterea electrică debitată la borne*, se pot scrie următoarele relaţii

$$P_1 = P_M + p_{m+v} + p_{fe} \tag{4.13}$$

$$P_2 = P_M - p_{cu_2} - p_t \tag{4.14}$$

unde s-a notat prin P_M, *puterea electromagnetică* (*interioară*) a maşinii.

Dacă maşina este cu autoexcitaţie, în calculul lui P_2 din (4.14) trebuie să se scadă şi pierderile de excitaţie p_{cu_1}.

Pentru calculul pierderilor se au în vedere cele arătate la § 2.7, iar randamentul se stabileşte cu relaţia (2.114).

4.4.1. ECUAŢIILE GENERATORULUI DE CURENT CONTINUU

La mersul în gol al unui generator cu excitaţie separată, tensiunea u la bornele maşinii este egală cu tensiunea u_{e_0} indusă de cîmpul de excitaţie Φ_0. Dacă maşina funcţionează în sarcină debitînd un curent i, aplicînd legea inducţiei electromagnetice pe o curbă Γ ce se închide prin conductoarele înfă-

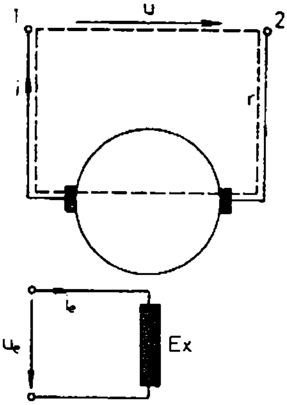


Fig. 4.13. Asocierea sensurilor pozitive pentru curenți și tensiuni la un generator cu excitație separată.

șurării indusului, polilor auxiliari și înfășurării de compensație, conectate în serie, iar între bornele 1, 2, pe o linie a tensiunii la borne, între valorile momentane ale curentului și tensiunii la asocierea sensurilor pozitive corespunzător sursei (ca în fig. 4.13) se obține relația

$$Ri + u = u_e - L_a \frac{di}{dt} \qquad (4.15)$$

unde L_a este inductivitatea înfășurării indusului, iar u_e, t.e.m. indusă de cîmpul de excitație. Rezistența R înglobează rezistența indusului, a celorlalte înfășurări serie (de compensație, a polilor auxiliari) și cea corespunzătoare căderii de tensiune la perii $\frac{\Delta u_p}{i}$, presupusă constantă.

Observăm că în ecuația (4.15), tensiunea electromotoare u_e este indusă de fluxul polar rezultant Φ, cum s-a văzut în general diferit de Φ_0, ca urmare a reacției de indus, așa încît $u_e \neq u_{e0}$.

În regim staționar $\frac{di}{dt} = 0$ și se obține în valori numerice

$$U = U_e - RI \qquad (4.16)$$

Înmulțind în (4.16) cu I se obține $UI = U_eI - RI^2$. Dar UI este puterea utilă P_2 debitată la borne, iar RI^2 reprezintă pierderile ($p_{cu_t} + p_t$) și ținînd cont de (4.14) rezultă

$$P_M = U_eI \qquad (4.17)$$

Dacă în (4.13) se împarte cu viteza unghiulară Ω a rotorului și se notează $\frac{P_1}{\Omega} = M_1$, $\frac{p_{m+v} + p_{fe}}{\Omega} = M_0$, $\frac{P_M}{\Omega} = M$, unde M_1, M_0, M, sînt respectiv cuplul mecanic la arbore, cuplul pierderilor de mers în gol opus rotației și cuplul electromagnetic determinat de forțele electromagnetice ce acționează de asemenea în sens contrar rotației, se obține ecuația de echilibru a cuplurilor

$$M_1 = M + M_0 \qquad (4.18)$$

Cuplul la arbore în regim staționar la generator, echilibrează cuplul electromagnetic și cuplul pierderilor de gol. Puterea mecanică P_1 după acoperirea pierderilor de gol, prin procesul de inducție electromagnetică trece în putere electromagnetică $P_M = U_eI$; puterea electrică $P_2 = UI$ transmisă la borne, diferă de P_M cu pierderile în înfășurări și la colector.

În regim dinamic pentru cupluri este valabilă ecuaţia (2.68). Observînd că $M_m = M_1 - M_0$ şi schimbînd semnul pentru cuplul electromagnetic M deoarece se opune rotaţiei, se obţine *ecuaţia de mişcare* de forma

$$M_1 - M_0 - M = J\frac{d\Omega}{dt} \tag{4.19}$$

În regim staţionar Ω = ct şi ecuaţia (4.19) ia forma (4.18).

Cuplul electromagnetic $M = \frac{P_M}{\Omega} = \frac{U_e I}{\Omega}$ şi ţinînd cont de valoarea lui U_e din (2.13) se regăseşte expresia (4.11).

4.4.2. CURBELE CARACTERISTICE ALE GENERATORULUI CU EXCITAŢIE SEPARATĂ

Curbele caracteristice reprezintă legăturile dintre tensiunea la borne U, curentul I, tensiunea U_e, curentul de excitaţie I_e şi turaţia n.

În fig. 4.14 este reprezentată schema de încercare a unui generator de curent continuu cu excitaţie separată, prin intermediul căreia se ridică experimental principalele curbe caracteristice.

Caracteristica de mers în gol reprezintă relaţia $U_0 = f(I_e)$ la $I = 0$, n = ct, unde U_0 este tensiunea la borne. Cum $I = 0$, rezultă $U_0 = U_{e0}$. Dar $U_{e0} \equiv \Phi_0$ şi curba $U_0 = f(I_e)$ reprezintă la altă scară caracteristica magnetică a maşinii, $\Phi_0 = f(I_e)$. Dacă maşina prezintă un magnetism remanent, $U_0 \neq 0$ chiar la $I_e = 0$. Crescînd monoton curentul de excitaţie prin intermediul reostatului de excitaţie (de cîmp) R_c, se obţine ramura crescătoare 1 a caracteristicii de gol (fig. 4.15). La scăderea monotonă a curentului de excitaţie, ca urmare a histerezei magnetice, ramura de întors se plasează deasupra celei de sus. În practică pentru a evita această legătură neunivocă dintre curentul de excitaţie şi tensiunea indusă se utilizează caracteristica medie, reprezentată punctat. Prin măsurarea experimentală a tensiunii induse remanente U_{rem} se poate determina fluxul remanent Φ_{rem} al maşinii.

De obicei se trasează caracteristica de gol pînă la $(1{,}15-1{,}2)U_N$. Poziţia punctului de funcţionare P corespunzător tensiunii nominale, indică gradul

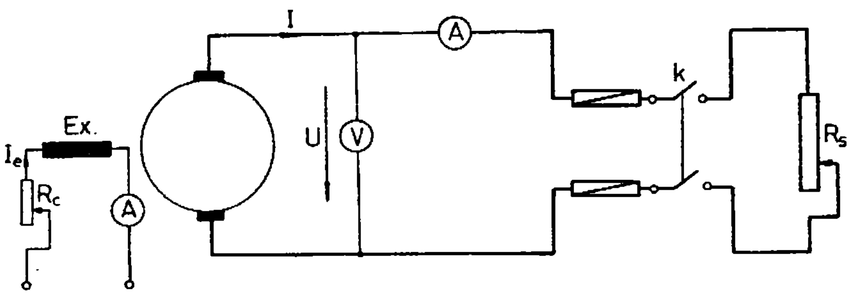


Fig. 4.14. Schema pentru ridicarea experimentală a caracteristicilor generatorului cu excitaţie separată.

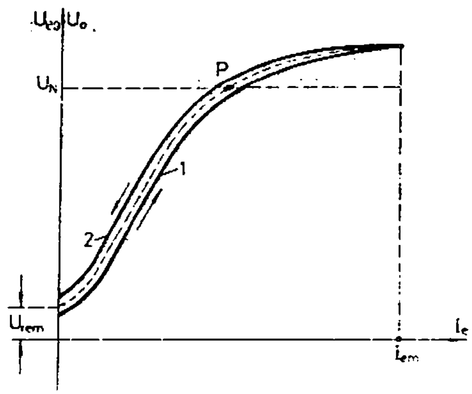


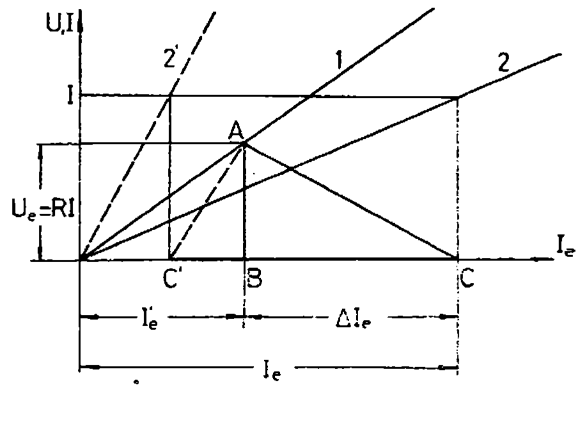
Fig. 4.15. Caracteristica de mers în gol.

de solicitare magnetică a mașinii. La o mașină judicios dimensionată, punctul P este de dorit să fie pe cotul curbei.

Caracteristica de scurtcircuit reprezintă curba $I = f(I_e)$ pentru $U = 0, n =$ ct. Tensiunea indusă U_e are valori reduse deoarece determină în rotorul scurtcircuitat un curent limitat numai de rezistența circuitului. Mașina este nesaturată pentru valorile curentului I ce vin în mod normal în considerație (pînă la circa $2{,}5\ I_N$) și $U_e \equiv I_e$ (corespunzător porțiunii lineare a caracteristicii de gol). Cum de asemenea $I = \frac{U_e}{R}$, rezultă o formă practic lineară a caracteristicii de scurtcircuit. Dacă $\Phi_{rem} = 0$ caracteristica trece prin originea sistemului de axe, altfel prezintă o ordonată la origine. În studiul mașinilor electrice, caracteristica de scurtcircuit ridicată experimental, se deplasează paralel cu ea însăși, încît să treacă prin originea axelor.

În fig. 4.16 s-au reprezentat în același sistem de axe caracteristica de gol (1) și de scurtcircuit (2). Fie I curentul de scurtcircuit și $U_e = RI$ tensiunea indusă. Din caracteristica de gol corespunde curentul de excitație I_e'. În realitate din caracteristica (2) de scurtcircuit la curentul I, corespunde un curent de excitație $I_e > I_e'$. Curentul suplimentar $\Delta I_e = I_e - I_e'$ este necesar acoperirii efectului demagnetizant al reacției de indus (anume al reacției longitudinale, condiționată de rotirea periilor din axa neutră). Triunghiul ABC se numește *triunghi de scurtcircuit* și are laturile proporționale cu I pentru domeniul în care caracteristicile (1), (2) se păstrează lineare. Latura AB reprezintă

Fig. 4.16. Caracteristica de scurtcircuit.



căderea de tensiune pe rezistenţa totală R a circuitului indusului, latura BC reprezintă la scara curentului de excitaţie măsura reacţiei demagnetizante a indusului.

Dacă caracteristica de scurtcircuit este reprezentată prin curba (2') aşa încît $I_e < I'_e$, rezultă că periile sînt rotite din axa neutră astfel că reacţia de indus este magnetizantă şi triunghiul de scurtcircuit devine ABC' (scurtcircuitul în aceste condiţii este periculos, întrucît curentul I de scurtcircuit are tendinţa să crească continuu).

La funcţionarea în sarcină maşina este saturată, apare şi reacţia transversală demagnetizantă şi triunghiul de scurtcircuit ridicat ca mai sus, se deformează în sensul creşterii laturii BC.

Dacă periile sînt în axa neutră (reacţia longitudinală a indusului nulă) şi se anulează şi reacţia transversală prin intermediul unei înfăşurări de compensaţie, triunghiul de scurtcircuit se reduce la latura AB.

Triunghiul de scurtcircuit prezintă importanţă în trasarea pe cale grafică a caracteristicilor generatorului.

Caracteristica de sarcină reprezintă curba $U = f(I_e)$ la $I = $ ct, $n = $ ct. Se ridică experimental tot cu schema din fig. 4.14 în care pentru diverse valori ale rezistenţei de sarcină R_s se modifică curentul de excitaţie cu reostatul R_c astfel ca să se păstreze $I = $ ct.

Curba de gol este o caracteristică de sarcină în cazul particular $I = 0$. Forma caracteristicii de sarcină pentru un I dat este reprezentată în fig. 4.17 şi poate fi obţinută şi pe cale grafică dacă se plimbă triunghiul de scurtcircuit corespunzător curentului $I = $ ct, astfel ca vîrful A să fie pe curba de gol; vîrful C descrie caracteristica căutată. Într-adevăr, fie un curent de excitaţie $I_e = OC'$ şi U_0 tensiunea indusă la mersul în gol. În sarcină intervine reacţia demagnetizantă a indusului şi tensiunea indusă scade la valoarea AB' corespunzătoare curentului de excitaţie $OB' = I_e - \Delta I_e$. Pentru obţinerea tensiunii la borne $U = BB' = CC'$ trebuie scăzută şi căderea de tensiune $AB = RI$. Dar triunghiul ABC este chiar triunghiul de scurtcircuit şi metoda grafică de trasare a caracteristicii de sarcină este justificată.

Caracteristica externă reprezintă relaţia $U = f(I)$ la $I_e = $ ct, $n = $ ct şi este reprezentată în fig. 4.18.

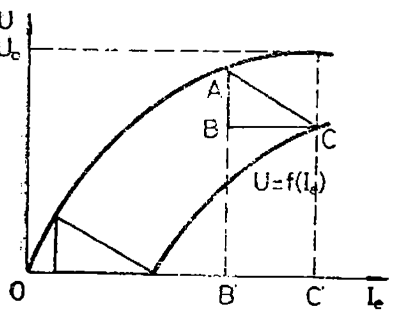


Fig. 4.17. Caracteristica de sarcină.

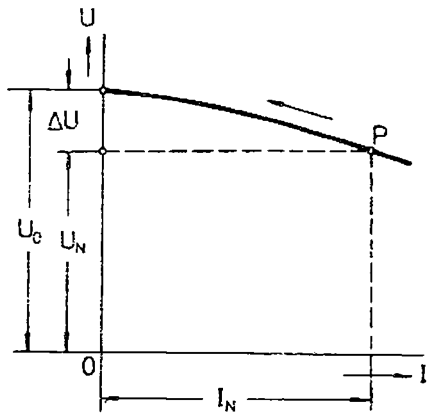


Fig. 4.18. Caracteristica externă.

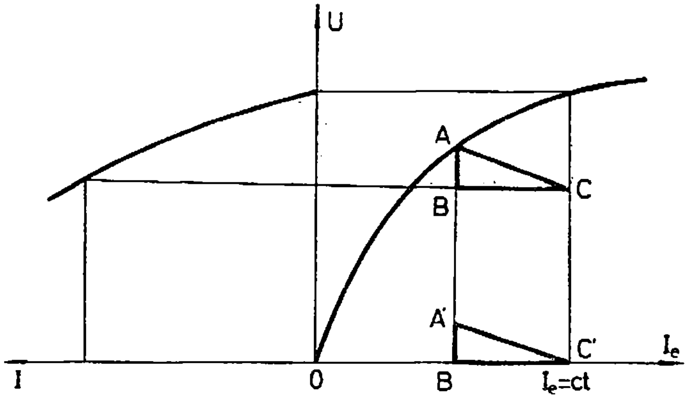


Fig. 4.19. Determinarea caracteristicii externe cu ajutorul triunghiului de scurtcircuit.

Se obserbă că la creşterea sarcinii, tensiunea la borne scade ca urmare a reacţiei demagnetizante a indusului şi a căderilor de tensiune pe rezistenţa *R*. Curentul de excitaţie al maşinii corespunzător valorilor nominale U_N, I_N ale tensiunii la borne şi curentului debitat, se numeşte curent de excitaţie nominal.

Dacă maşina funcţionînd la sarcina nominală (în punctul *P* din fig. 4.18) se descarcă pînă la mersul în gol, tensiunea creşte la valoarea U_0. Variaţia procentuală a tensiunii generatorului se defineşte conform relaţiei

$$\Delta U = \frac{U_0 - U_N}{U_N} 100\%$$

În mod normal $\Delta U = 5 - 10\%$.

În fig. 4.19 se indică modul de determinare pe cale grafică a caracteristicii externe, prin intermediul triunghiului de scurtcircuit şi al curbei de gol[1]. Pentru fiecare valoare a curentului *I*, se construieşte triunghiul de scurtcircuit, al cărui vîrf *A* se plasează pe caracteristica de gol ; ordonata vîrfului *C*, care descrie dreapta I_e = ct, determină tensiunea la borne corespunzătoare.

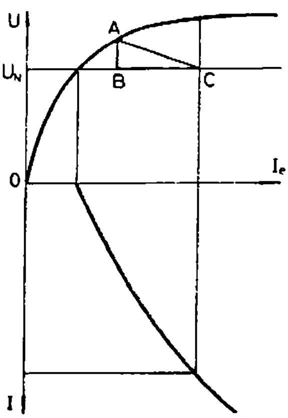


Fig. 4.20. Trasarea caracteristicii de reglare cu ajutorul triunghiului de scurtcircuit.

Caracteristica de reglare reprezintă relaţia $I = f(I_e)$ pentru U = ct, n = ct. În fig. 4.20 se indică ridicarea grafică a caracteristicii. Desigur triunghiurile de scurtcircuit corespunzătoare diverşilor curenţi de sarcină *I* trebuie să se plaseze astfel, încît vîrful *C* să descrie dreapta U = ct. În figură s-a trasat caracteristica de sarcină pentru $U = U_N$.

Se observă că la creşterea sarcinii, trebuie crescut şi curentul de excitaţie, încît să compenseze căderile de tensiune şi să se păstreze astfel tensiunea la borne constantă.[2]

---
[1] A se vedea [12 I].
[2] A se vedea [12 I].

4.4.3. CURBELE CARACTERISTICE ALE GENERATORULUI CU EXCITAŢIE DERIVAŢIE

Generatorul cu excitaţie derivaţie (sau paralel) este reprezentat în fig. 4.21. Înfăşurarea de excitaţie străbătută de un curent $I_e = 2 - 5\%$ din curentul nominal, este alimentată de înfăşurarea rotorică cu care este legată în paralel, la bornele căreia se stabileşte prin *autoexcitaţie* o tensiune continuă.

Fie i_e, i, i_a respectiv valorile momentane ale curentului de excitaţie, debitat şi din înfăşurarea indusului şi R_e, L_e, rezistenţa şi inductivitatea înfăşurării de excitaţie (se observă că aici i_a nu reprezintă curentul pe cale de curent). Ecuaţiile generatorului derivaţie în regim nestaţionar sînt de forma

$$\begin{aligned} u &= -Ri_a - L_a\frac{di_a}{dt} + u_e \\ u &= (R_c + R_e)i_e + L_e\frac{di_e}{dt} \\ i_a &= i + i_e \end{aligned} \tag{4.20}$$

Procesul de autoexcitaţie se produce în felul următor. Dacă generatorul este antrenat cu o turaţie n, cu întreruptorul K deschis şi prezintă un magnetism remanent, în înfăşurarea indusului apare o tensiune electromotoare u_e de valoare redusă şi ca urmare în circuitul format de înfăşurarea indusului şi înfăşurarea de excitaţie, se stabileşte un mic curent. La conectarea potrivită a celor două înfăşurări (astfel încît fluxul determinat de curentul ce trece prin înfăşurarea de excitaţie să se însumeze cu fluxul remanent), tensiunea u_e creşte, se provoacă o nouă creştere a curentului prin înfăşurarea de excitaţie ş.a.m.d.

Din ecuaţiile (4.20) observînd că în acest caz $i_a = i_e$ se obţine

$$u_e = (R + R_c + R_e)i_e + (L_a + L_e)\frac{di_e}{dt} \tag{4.21}$$

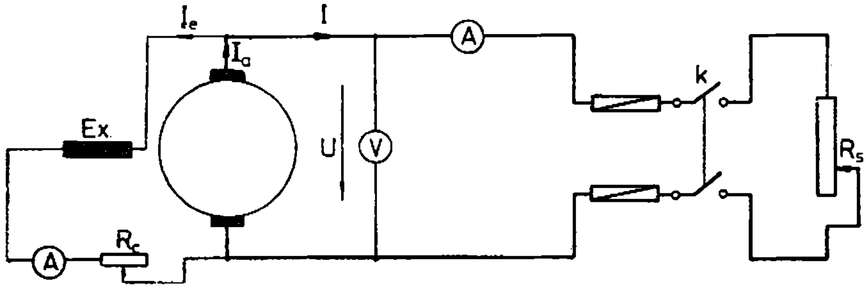


Fig. 4.21. Schema pentru ridicarea experimentală a caracteristicilor generatorului cu excitaţie derivaţie.

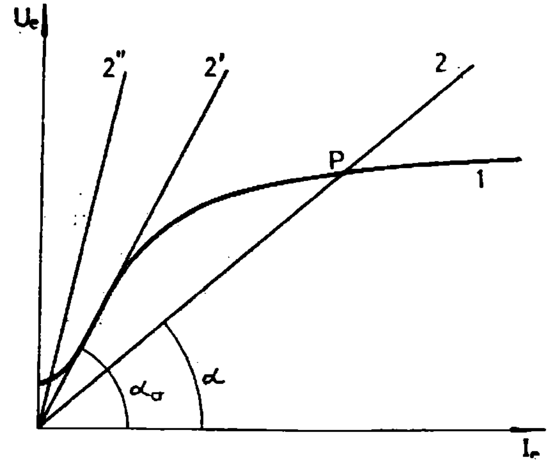


Fig. 4.22. Explicativă la procesul de autoexcitație.

În fig. 4.22 este reprezentată prin curba 1, caracteristica de gol $U_e = f(I_e)$ prin dreapta 2, numită dreapta excitației, căderea de tensiune $(R + R_c + R_e)\ I_e = f(I_e)$.

Procesul de autoexcitație se continuă pînă în punctul P de intersecție al curbelor 1, 2, unde $\frac{di_e}{dt} = 0$.

Se observă că t.e.m. finală U_e ce se stabilește, este dependentă de mărimea unghiului α, dat de relația $\mathrm{tg}\,\alpha = R + R_c + R_e$, și se poate modifica prin intermediul reostatului de cîmp R_c. Funcționarea este stabilă cît timp se poate obține un punct P de intersecție. Pentru o rezistență critică R_{ccr} astfel încît dreapta 2 ocupă poziția 2', suprapusă porțiunii lineare de înclinare α_{cr} a caracteristicii de gol, nu mai există un singur punct P de intersecție, funcționarea devine instabilă; pentru $R_c > R_{ccr}$ (dreapta 2''), nu se mai realizează autoexcitația.

Din cele arătate rezultă că procesul de autoexcitație este posibil doar în prezența unui cîmp remanent, la conectarea potrivită a înfășurării de excitație (astfel încît să determine un flux adițional fluxului remanent) și pentru $R_c < R_{ccr}$. Dacă la $R_c < R_{ccr}$ nu se realizează autoexcitația, fie cîmpul remanent este nul (în care caz trebuie produs, prin alimentarea înfășurării de excitație de la o sursă de curent continuu), fie înfășurarea de excitație nu este conectată corect (cînd trebuiesc inversate bornele acesteia). Se observă că o valoare R_{ccr}, corespunde unei turații date a generatorului (la o turație mai mare, t.e.m. U_e crește corespunzător relației (2.13), înclinarea α_{cr} a porțiunii lineare crește și intersecția dreptei excitației cu noua caracteristică de gol, determină un punct P stabil de funcționare).

Tensiunea U_0 la borne la mersul în gol este practic egală cu U_e, căderile de tensiune pe rezistența înfășurării indusului și ca urmare a reacției de indus, provocate de curentul $I_a = I_e$, fiind neglijabile; pentru obținerea unei tensiuni stabile, trebuie ca punctul P să fie dincolo de cotul caracteristicii de gol. Tensiunea la bornele unui generator derivație, crește cu creșterea turației și cu scăderea rezistenței de cîmp. De obicei, generatorul funcționează cu turație constantă și reglajul tensiunii se face prin intermediul reostatului de cîmp R_c.

Autoexcitația se poate realiza și dacă întreruptorul K este închis. În acest caz $I \neq 0$ și apar căderi de tensiune suplimentare pe înfășurarea indusului. Acest lucru este echivalent cu creșterea rezistenței conturului pe care se închide curentul I_e și prin urmare cu creșterea pantei dreptei 2; și t.e.m. U_e ia valori mai mici ca urmare a reacției demagnetizante a indusului. Dacă este depășit unghiul α_{cr}, autoexcitația în sarcină nu se produce. În mod normal căderile de tensiune datorate curentului de sarcină sînt mici și autoexcitația se realizează. Ea poate fi ajutată prin reducerea corespunzătoare a rezistenței R_c.

În regim staționar ecuațiile ce definesc funcționarea generatorului derivație, se deduc din (4.20) și capătă forma

$$U = U_e - RI_a; \qquad U = (R_c + R_e)I_e$$
$$I_a = I + I_e \tag{4.22}$$

Caracteristica de gol reprezintă curba $U_0 = f(I_e)$ pentru $I = 0$, $n =$ ct. Întrucît se poate considera $U_0 = U_{e0}$, caracteristica în gol are practic forma din fig. 4.15. trasată pentru generatorul cu excitație separată. Ea se ridică experimental reglînd rezistența R_c între $(0, \infty)$.

Caracteristica externă reprezintă curba $U = f(I)$ pentru $R_c =$ ct, $n =$ ct. De obicei se fixează R_c ca la tensiunea nominală U_N, curentul debitat să fie curentul nominal I_N.

În fig. 4.23 sînt reprezentate comparativ caracteristicile externe ale generatorului cu excitație derivație (1) și separată (2). Se observă o cădere mai pronunțată a tensiunii în sarcină la generatorul derivație: pe lîngă cauzele cunoscute ale căderii de tensiune la generatorul cu excitație separată, tensiunea la bornele generatorului derivație scade și ca urmare a reducerii curentului de excitație cu tensiunea $\left(I_e = \dfrac{U}{R_e + R_c}\right)$ și deci a fluxului polar al mașinii. Din acest motiv la scăderea continuă a rezistenței de sarcină R_s, curentul generatorului crește pînă la valoarea maximă I_{cr} numit *curent critic*, după care, tensiunea la borne scăzînd mai repede decît rezistența de sarcină R_s, se micșorează (porțiunea curbei 1 reprezentată întrerupt); la scurtcircuit se stabilește curentul I_{sc} (determinat de tensiunea indusă remanentă), de valori de regulă nepericuloase pentru mașină. Prin comparație, la generatorul cu excitație separată, curentul de scurtcircuit este periculos pentru mașină, fiind mult mai mare ca cel nominal (curentul de excitație păstrîndu-se constant, fluxul polar și t.e.m. indusă U_e la scurtcircuit sînt impor-

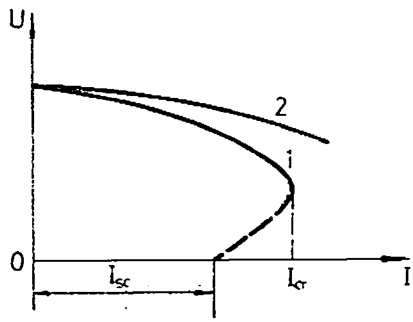


Fig. 4.23. Caracteristicile externe comparative ale unor generatoare cu excitație derivație și separatelă.

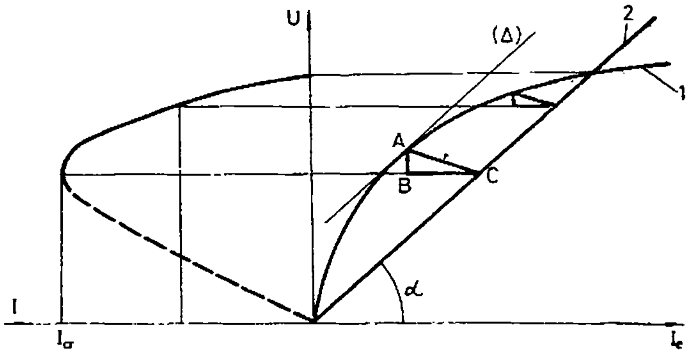


Fig. 4.24. Trasarea caracteristicii externe a unui generator derivație cu ajutorul triunghiului de scurtcircuit.

tante). În fig. 4.24 se indică modul de ridicare pe cale grafică a caracteristicii externe. Se procedează ca și la generatorul cu excitație separată, numai că, odată cu tensiunea modificîndu-se și curentul de excitație vîrful C al triunghiului de scurtcircuit, descrie dreapta excitației 2. Vîrful A al triunghiului maxim de scurtcircuit ce poate fi construit, se determină ducînd tangenta (Δ) la caracteristica de gol, paralelă cu dreapta excitației.

Caracteristica de sarcină $U = f(I_e)$ pentru $I =$ ct. $n =$ ct și *caracteristica de reglare* $I = f(I_e)$ pentru $U =$ ct, $n =$ ct, sînt aceleași, indiferent că generatorul este cu excitație separată sau derivație.

Caracteristica de scurtcircuit nu poate fi ridicată la generatorul derivație, întrucît simultan se scurtcircuitează și înfășurarea de excitație. Ea se trasează experimental prin excitarea separată a mașinii.

4.4.4. CARACTERISTICILE GENERATORULUI CU EXCITAȚIE SERIE

Schema de încercare a generatorului cu excitație serie este reprezentată în fig. 4.25. Înfășurarea de excitație este legată în serie cu indusul astfel încît $I_e = I$. Pentru ca să se stabilească o tensiune la borne, trebuie închis întreruptorul K ; în circuitul închis astfel format, condițiile de autoexcitație sînt aceleași ca și la generatorul derivație : existența unui flux rema-

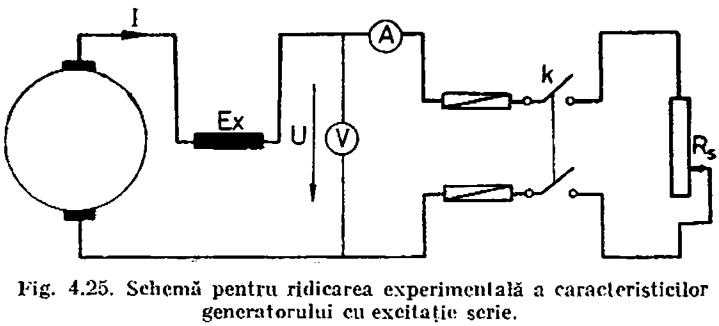


Fig. 4.25. Schemă pentru ridicarea experimentală a caracteristicilor generatorului cu excitație serie.

nent, conectarea potrivită a înfăşurării de excitaţie şi rezistenţa R_s de o astfel de valoare încît $R_s + R + R_e < \operatorname{tg} \alpha_{cr}$. Cum curentul de sarcină este şi curent de excitaţie, tensiunea la borne variază în limite largi cu sarcina şi scade la zero pentru $R_s > R_{scr}$, lăsînd receptorul nealimentat.

Acesta este un dezavantaj important al generatorului serie. În plus, la scurtcircuit curentul ia valori periculoase pentru maşină. Din aceste motive, generatorul serie are o utilizare redusă în practică şi nu se mai studiază aici caracteristicile.

4.4.5. CARACTERISTICILE GENERATORULUI CU EXCITAŢIE MIXTĂ

Schema generatorului cu excitaţie mixtă, este reprezentată în fig. 4.26. Generatorul prezintă două înfăşurări de excitaţie, una *derivaţie* (*Ed*) şi alta *serie* (*Es*). Dacă fluxurile înfăşurărilor *Ed*, *Es*, au acelaşi sens, generatorul este cu *excitaţie mixtă adiţională*, altfel *diferenţială*. De regulă, înfăşurarea derivaţie este înfăşurarea de excitaţie de bază, iar prin intermediul înfăşurării în serie, se corectează după voie alura caracteristicilor.

Interesează în primul rînd, *caracteristica externă* a generatorului mixt.

La mersul în gol maşina se comportă ca un generator derivaţie, cîmpul magnetic este produs doar de înfăşurarea *Ed*. În sarcină, înfăşurarea serie stabileşte un cîmp suplimentar, variabil cu sarcina şi prin aceasta se modifică tensiunea la borne ce s-ar obţine cu un generator derivaţie.

În fig. 4.27 prin curba 1 s-a reprezentat caracteristica externă a unui generator derivaţie. Dacă se urmăreşte ca şi la curentul nominal I_N să se păstreze tensiunea de la mersul în gol, înfăşurarea suplimentară serie se conectează adiţional şi se dimensionează astfel, încît să compenseze căderile de tensiune determinate de sarcină (curba 2). Se zice că generatorul este *normal compundat*. Dacă se creşte ponderea înfăşurării serie (se creşte numărul de spire), se poate ca la I_N tensiunea să fie superioară tensiunii de

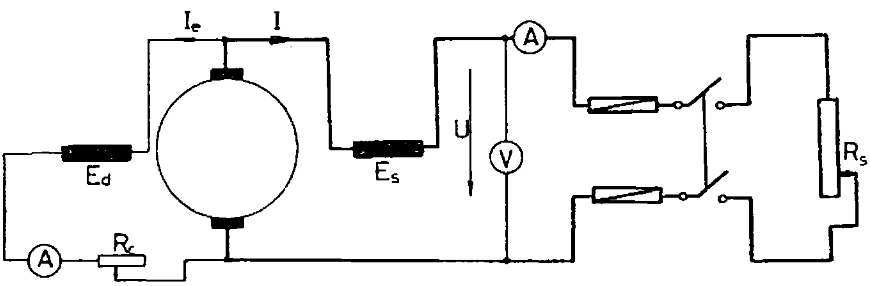


Fig. 4.26. Schemă pentru ridicarea experimentală a caracteristicilor generatorului cu excitaţie mixtă.

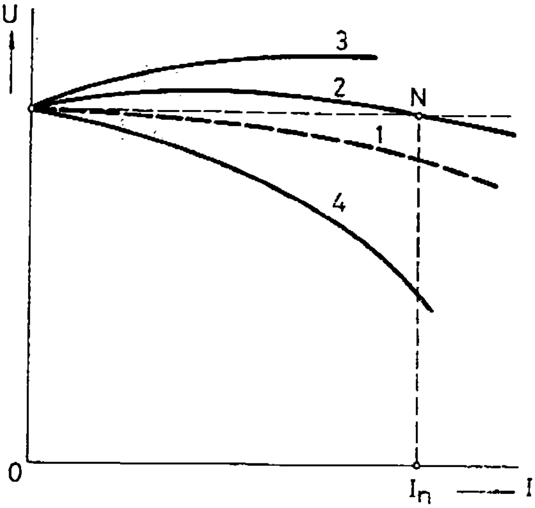


Fig. 4.27. Caracteristici externe comparative.

la mersul în gol (curba 3), generatorul este *supracompundat*. La conectarea diferențială a înfășurării serie, în sarcină lucrează demagnetizant și tensiunea cade repede (curba 4), generatorul este *anticompundat*.

Pe această bază se pot obține generatoare cu o alură dorită a caracteristicii externe.

4.5. MOTORUL DE CURENT CONTINUU

4.5.1. ECUAȚIILE MOTORULUI DE CURENT CONTINUU. STABILITATEA FUNCȚIONĂRII

O mașină de curent continuu funcționează ca motor, cînd primește pe la borne putere electrică și cedează la arbore putere mecanică. Ca și generatorul, după excitație motoarele se clasifică în : *motoare cu excitație derivație (paralel)*, cu *excitație serie* și cu *excitație mixtă (compund)*.

Curentul I debitat unei rețele exterioare de tensiune U de generatorul reprezentat în fig. 4.13 este conform (4.16), (2.13), $I = \frac{K_e n\Phi - U}{R}$. Dacă cuplul mecanic la arbore din activ, devine cuplu rezistent, turația rotorului scade și curentul debitat schimbă de semn ($U_e = K_e n\Phi < U$), așa încît mașina absoarbe putere electrică din rețea. La inversarea sensului curentului prin conductoarele indusului, forța tangențială electromagnetică F schimbă de sens și cuplul electromagnetic M din rezistent devine motor, acționînd în sensul rotației (mașina trece în regim de motor). Scăderea turației și creșterea corespunzătoare a curentului absorbit și cuplului electromagnetic motor, au loc pînă ce cuplul electromagnetic echilibrează cuplul rezistent

util la arbore M_2 la care se adaugă şi cuplul de pierderi M_0; ecuaţia de echilibru a cuplurilor la funcţionarea maşinii de curent continuu ca motor în regim staţionar, capătă forma

$$M = M_2 + M_0 \tag{4.23}$$

Ecuaţia de mişcare (2.68), ţinînd cont de sensurile cuplurilor ce intervin este de forma

$$J \frac{d\Omega}{dt} = M - M_2 - M_0 = M - M_r \tag{4.24}$$

unde

$$M_r = M_2 + M_0$$

este cuplul rezistent total, iar în regim staţionar trece în (4.23). Cuplul electromagnetic M este dat de relaţia (4.11).

Un motor *funcţionează stabil* la turaţia n în care $M = M_r$ dacă la orice modificare întîmplătoare a turaţiei, apare un cuplu dinamic ce determină revenirea în punctul iniţial de funcţionare. Fie în fig. 4.28, *a*, P punctul de intersecţie al caracteristicilor $M = f(n)$, $M_r = f(n)$ şi n' turaţia corespunzătoare regimului staţionar. Dacă întîmplător $n > n'$, se strică echilibrul cuplurilor, $M_r > M$, apare ca urmare un cuplu dinamic de frînare al motorului $\left(\text{în (4.24)}, J \frac{d\Omega}{dt} < 0\right)$, ce determină revenirea în punctul P; dacă invers, $n < n'$, rezultă $M > M_r$ şi motorul este accelerat. Această observaţie se traduce matematic prin condiţia ca tangentele în P la cele două caracteristici să îndeplinească condiţia

$$\frac{dM_r}{dn} > \frac{dM}{dn} \tag{4.25}$$

În fig. 4.28, *b* nu este îndeplinită condiţia (4.25), funcţionarea în P este instabilă.

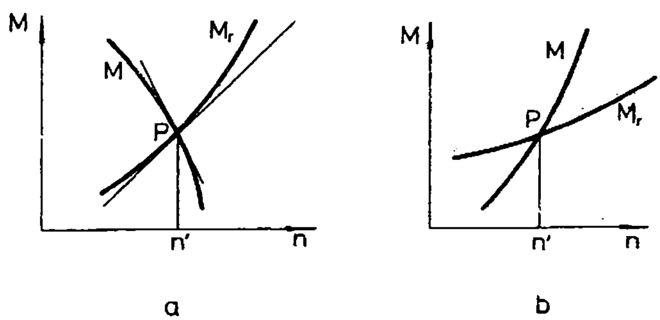


Fig. 4.28. Stabilitatea funcţionării.
a — funcţionare stabilă ; *b* — funcţionare instabilă.

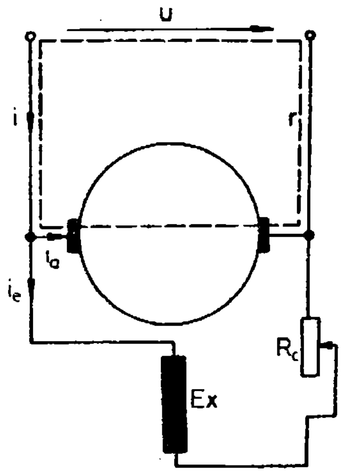


Fig. 4.29. Asocierea sensurilor pozitive pentru curenți și tensiuni la un motor derivație.

Notînd ca la generator cu P_1 puterea absorbită (de această dată putere electrică) și cu P_2 puterea utilă (la arbore), din bilanțul energetic stabilit analog se obțin pentru un motor derivație, relațiile

$$P_1 = P_M + p_{cu_1} + p_{cu_2} + p_t \qquad (4.26)$$

$$P_2 = P_M - p_{m+v} - p_{fe} \qquad (4.27)$$

și pe această bază se determină randamentul $\eta = \frac{P_2}{P_1}$.

La funcționarea mașinii ca motor se face asocierea sensurilor pozitive corespunzător receptorului (fig. 4.29) și *ecuația de tensiuni* pentru circuitul rotoric devine

$$Ri_a - u = u_e - L_a \frac{di_a}{dt} \qquad (4.28)$$

În regim staționar $di_a/dt = 0$ și

$$Ri_a - u = u_e \qquad (4.29)$$

Dar t.e.m. u_e la funcționarea mașinii ca motor se opune curentului ce se stabilește în mașină și trebuie luată cu semnul minus în ecuația (4.29), așa încît între valorile numerice se stabilește relația

$$U = RI_a + U_e = RI_a + K_e n \Phi. \qquad (4.30)$$

Aceasta se regăsește și din (4.26) înlocuind $P_1 = UI = U(I_a + I_e)$,

$$P_M = U_e I_a, \quad p_{cu_1} + p_t = RI_a^2, \quad p_{cu_2} = UI_e.$$

4.5.2. CARACTERISTICILE MOTORULUI DE CURENT CONTINUU

Funcționarea unui motor de curent continuu este definită de caracteristicile de pornire, funcționare, frînare și de reglare a turației.

4.5.2.1. CARACTERISTICILE DE PORNIRE

În procesul pornirii interesează curentul absorbit, cuplul electromagnetic dezvoltat şi modul lor de variaţie în timp, variaţia vitezei şi durata pornirii, economicitatea pornirii.

4.5.2.1.1. PORNIREA PRIN CONECTARE DIRECTĂ LA REŢEA

Această metodă de pornire se aplică la motoarele de putere mică (pînă la circa 6 kW). Ecuaţiile ce descriu comportarea motorului de curent continuu în regim tranzitoriu în cazul general au forma

$$\begin{aligned} u_a &= Ri_a + \frac{d}{dt}(L_a i_a) - u_e \\ u_e &= -K_e n \Phi \\ u_{ex} &= R_E i_e + \frac{d}{dt}(L_e i_e)\,;\ R_E = R_e + R_c \\ M - M_r &= J\frac{d\Omega}{dt} \\ M &= K_M \Phi i_a \\ \Phi &= f(i_e) \end{aligned} \tag{4.31}$$

S-au notat prin u_a, u_{ex} valorile momentane ale tensiunilor la bornele indusului şi înfăşurării de excitaţie[1].

Se are în vedere motorul derivaţie alimentat cu o tensiune constantă. În acest caz, $u_a = u_{ex} = U$. În prima şi cea de a treia ecuaţie din (4.31), inductivităţile L_a, L_e ale înfăşurării indusului şi înfăşurării de excitaţie s-au introdus sub semnul derivată întrucît sînt mărimi variabile cu sarcina (ca urmare a modificării saturaţiei maşinii). Avînd în vedere valoarea redusă a lui L_a şi faptul că în general se modifică în limite restrînse, se poate admite $\frac{d}{dt}(L_a i_a) = L_a\frac{di_a}{dt}$ cum se consideră în continuare.

Ecuaţiile sînt scrise în ipoteza că periile sînt în zona neutră astfel că axele înfăşurărilor de excitaţie şi indusului sînt normale şi inductivitatea mutuală a înfăşurărilor este nulă.

Se observă că pe lîngă *regimul tranzitoriu mecanic* determinat de variaţia turaţiei n apare şi un *regim tranzitoriu electromagnetic* determinat de variaţia curenţilor şi fluxurilor prin înfăşurarea de excitaţie şi a indusului: cele două regimuri se suprapun şi se condiţionează reciproc, constituind un *regim tranzitoriu unic electromagnetic*.

Cît timp $M < M_r$, $n = 0$ şi curentul absorbit este dat de relaţia

$$U = Ri_a + L_a\frac{di_a}{dt} \tag{4.32}$$

[1] A se vedea şi [9 I].

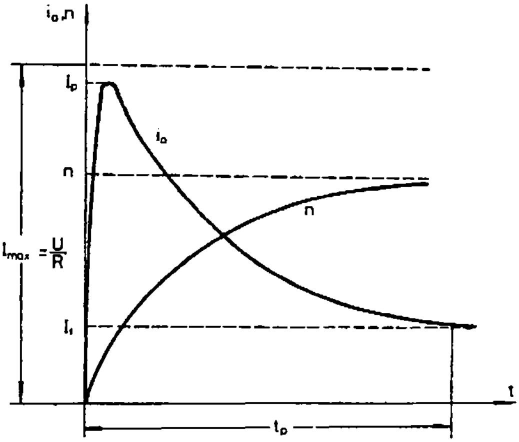


Fig. 4.30. Curbele curentului din indus şi turaţiei în procesul tranzitoriu de pornire prin conectare directă la reţea.

Soluţia ecuaţiei indică o variaţie exponenţială a curentului absorbit cu constanta de timp $T_a = \frac{L_a}{R}$ relativ redusă, către valoareea finală $I_{max} = \frac{U}{R}$, importantă avînd în vedere valoarea redusă a rezistenţei totale R a înfăşurării indusului. Acest curent este periculos pentru motor din motive termice şi de comutaţie şi pentru reţea dacă aceasta este de putere redusă.

Simultan cu creşterea curentului indusului, creşte şi cuplul electromagnetic şi pentru $M > M_r$, rotorul intră în turaţie, cu atît mai repede cu cît momentul de inerţie al maselor în rotaţie J este mai mic; la $n \neq 0$ apare şi $u_e \neq 0$, de sens contrar curentului adsorbit care nu mai urmează variaţia exponenţială (devine valabilă prima ecuaţie din (4.31) : după ce capătă o valoare maximă de pornire I_p, începe să scadă continuu şi în final ia valoarea $I_f = \frac{M_r}{K_M \Phi}$ (vezi fig. 4.30) pentru care $M = M_r$. Turaţia n_f în regim stabilizat rezultă din (4.30), $n_f = \frac{U - RI_f}{K_e \Phi}$. Cu cît maşina porneşte mai repede, cu atît I_p se îndepărtează de valoarea periculoasă I_{max}. Cuplul electromagnetic este determinat atît de curentul i_a al indusului, cît şi de fluxul polar Φ şi motorul porneşte cu atît mai repede, cu cît este mai puternic excitat. Din acest motiv, la conectarea motoarelor cu excitaţie derivaţie trebuie ca în prealabil înfăşurarea de excitaţie să fie alimentată (altfel se întîrzie stabilirea cîmpului magnetic al maşinii ca urmare a constantei de timp relativ mari a circuitului de excitaţie şi curentul I_p creşte).

La *motorul serie* în ecuaţia (4.32), R şi L_a înglobează şi rezistenţa respectiv inductivitatea înfăşurării serie. La creşterea importantă a curentului, creşte sensibil fluxul polar Φ şi din acest motiv motorul serie porneşte cel mai repede.

Pentru motoarele la care intră în consideraţie pornirea directă, curentul de pornire $I_p = (6-8)I_N$ şi este atins într-un timp de ordinul 0,02 s, iar timpul total de pornire t_p la $M_r = 0$ este cuprins între (0,1 — 0,3) secunde.

Întrucît timpul în care se atinge curentul I_p este mult mai mic decît timpul total de pornire, se poate considera că I_p şi cuplul electromagnetic

M_p corespunzător, se stabilesc brusc. Aceasta revine la neglijarea procesului tranzitoriu electric (la considerarea în fiecare moment a unui regim cvasistaţionar electric) în comparaţie cu cel mecanic. În acest caz, ecuaţiile ce descriu comportarea motorului în regim dinamic, capătă forma simplificată

$$U = Ri_a + K_e n\Phi$$
$$M = K_M \Phi i_a \tag{4.33}$$
$$M - M_r = J\frac{d\Omega}{dt} = 2\pi J\frac{dn}{dt}.$$

Motorul se presupune excitat în momentul conectării indusului la reţea (Φ = ct.) şi cea de a treia ecuaţie diferenţială din (4.31), neliniară în general, nu intervine. Se consideră în procesul pornirii ca şi în celelalte procese tranzitorii ce se vor analiza în aceste ipoteze de calcul, M_r = ct.

Prin rezolvarea sistemului (4.33) se determină modul de variaţie în timpul pornirii a curentului absorbit, cuplului electromagnetic şi turaţiei către valorile de durată şi se identifică factorii ce condiţionează alura curbelor.

Eliminînd i_a, M din (4.33) se obţine o ecuaţie diferenţială în n de forma

$$n = \frac{U}{K_e\Phi} - \frac{2\pi JR}{K_e K_M \Phi^2}\frac{dn}{dt} - \frac{RM_r}{K_e K_M \Phi^2} \tag{4.34}$$

Se notează

$$\frac{U}{K_e\Phi} = n_0 \tag{4.35}$$

şi se numeşte *turaţia de mers în gol* a maşinii, întrucît se obţine cum se vede din prima ecuaţie din (4.33) la $i_a = 0$ (la $M = 0$) şi

$$\frac{RM_r}{K_e K_M \Phi^2} = \Delta n_r \tag{4.36}$$

o constantă la M_r = ct, cu dimensiuni de turaţie.

Mărimea constantă

$$T = \frac{2\pi JR}{K_e K_M \Phi^2} \tag{4.37}$$

are dimensiuni de timp şi se numeşte *constantă electromecanică de timp*.

Cu aceste notaţii ecuaţia (4.34) devine

$$T\frac{dn}{dt} + n = n_0 - \Delta n_r$$

şi soluţia este de forma

$$n = n_0 - \Delta n_r + Ke^{-\frac{t}{T}} \tag{4.38}$$

Constanta K se determină din condiţiile iniţiale. Dacă la $t = 0$ turaţia are o valoare iniţială n_i rezultă

$$n = n_0 - \Delta n_r + (n_i - n_0 + \Delta n_r)e^{-\frac{t}{T}} \tag{4.39}$$

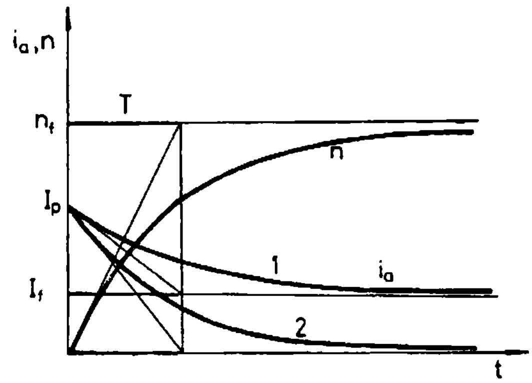


Fig. 4.31. Stabilirea legii de variaţie a curentului din indus şi a turaţiei la neglijarea procesului tranzitoriu electric.

La pornirea maşinii, la $t = 0$, $n_f = 0$ şi

$$n = (n_0 - \Delta n_r)\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right) = n_f\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right) \tag{4.40}$$

Turaţia motorului variază exponenţial (fig. 4.31) către cea finală $n_f = n_0 - \Delta n_r$. Se precizează astfel semnificaţia lui Δn_r ca fiind măsura în care cade turaţia maşinii în sarcină faţă de mersul în gol, la o valoare dată a cuplului rezistent M_r. Viteza de creştere a turaţiei este condiţionată de constanta de timp T (a cărei valoare este dată de segmentul pe care-l delimitează axa ordonatelor şi tangenta în origine, pe dreapta $n = n_f$) şi este cu atît mai mare cu cît rezistenţa înfăşurării indusului şi momentul de inerţie J au valori mai mici şi motorul este mai puternic excitat.

Timpul t_p după care se atinge turaţia finală este teoretic infinit, practic se consideră $t_p = (4-5)T$ (la $t = 5T$ din (4.40) rezultă $n = 0{,}993\, n_f$).

Pentru determinarea curentului i_a se utilizează ultima ecuaţie din (4.33) în forma

$$K_M \Phi i_a - M_r = 2\pi J \frac{dn}{dt} \tag{4.41}$$

Dar din (4.38)

$$\frac{dn}{dt} = -\frac{K}{T} e^{-\frac{t}{T}}$$

şi înlocuind în (4.41) se obţine

$$i_a = -K' e^{-\frac{t}{T}} + I_f \tag{4.42}$$

unde

$$K' = \frac{2\pi J K}{K_M T \Phi}; \quad I_f = \frac{M_r}{K_M \Phi}$$

Introducînd în (4.42) condiţia $i_a = I_p$ la $t = 0$ se obţine

$$i_a = I_p e^{-\frac{t}{T}} + I_f\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right) \tag{4.43}$$

Curentul variază exponenţial (fig. 4.31 curba 1), cu constanta de timp T de la valoarea I_p la cea de regim I_f condiţionată de cuplul M_r. Dacă pornirea are loc la $M_r = 0$ ($I_f = 0$), curentul tinde la zero după curba 2. Subtangentele la curbele 1, 2, măsurate respectiv pe dreptele $i_a = I_f$, $i_a = 0$, sînt de asemenea egale cu T.

Întrucît $i_a \equiv M$ se poate scrie şi pentru cuplul electromagnetic o relaţie de forma

$$M = M_p e^{-\frac{t}{T}} + M_r\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right) \tag{4.44}$$

unde $M_p = K_M \Phi I_p$.

La altă scară curbele $i_a = f(t)$ reprezintă şi cuplul M al motorului.

Observaţie. Cele stabilite pornind de la ecuaţiile (4.33) sînt valabile în cazul $T_a \ll T$. Cînd cele două constante de timp sînt comparabile, pentru analiza regimului tranzitoriu de pornire trebuie luate în consideraţie ecuaţiile (4.31) în forma generală, altfel pot apărea diferenţe inadmisibile între rezultatele teoretice şi experimentale.

4.5.2.1.2. PORNIREA PRIN INTERMEDIUL UNUI REOSTAT.

La motoarele de putere mare, pentru limitarea şocurilor neplăcute de curent se înseriază cu circuitul indusului un reostat de pornire R_p, ce se scoate treptat din circuit pînă la zero, pe măsură ce maşina intră în turaţie. Înfăşurarea de excitaţie este alimentată la tensiunea reţelei, iar resortul R_c se aşează pe poziţia de rezistenţă minimă (fig. 4.32). În aceste condiţii fluxul Φ ia valoarea maximă, cuplul electromagnetic dezvoltat este important şi motorul porneşte uşor (la conectarea directă la perii a circuitului de excitaţie, ca urmare a căderii de tensiune pe rezistenţa R_p, fluxul maşinii ar fi sensibil redus şi corespunzător şi cuplul electromagnetic al motorului, ce poate să nu pornească).

Se neglijează procesul tranzitoriu electric şi se consideră că la $t = 0$ şi $n = 0$, curentul prin înfăşurarea indusului este

$$I_{max} = \frac{U}{R + R_p} \tag{4.45}$$

unde R_p este rezistenţa totală a resortului de pornire. De obicei se alege R_p, astfel că $I_{max} = (1,5 - 1,7)I_N$.

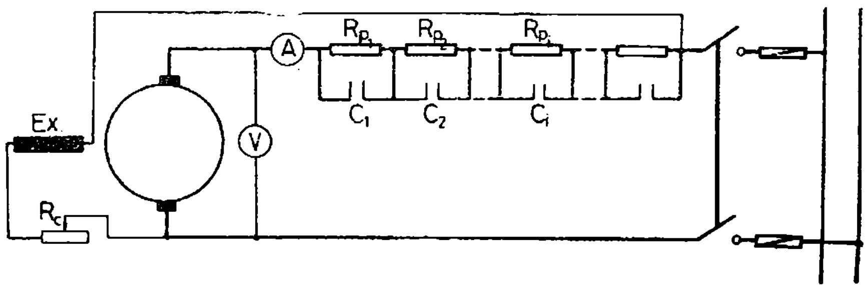


Fig. 4.32. Schema de pornire a motorului derivaţie prin intermediul unui reostat.

La $n \neq 0$, caracteristica $I_a = f(n)$ este de forma

$$I_a = \frac{U - K_e n \Phi}{R + R_p}; \tag{4.46}$$

curentul variază cu turația după dreapta 1 (fig. 4.33) și scade către valoarea finală I_f, dependentă doar de mărimea cuplului rezistent.

Rezistența de pornire este o rezistență în trepte sau continuu variabilă. În fig. 4.32 rezistența de pornire se modifică în salt prin intermediul contactelor C_i. Cînd curentul a atins o valoare minimă $I_{min} = (1,1 - 1,25)I_N$, prestabilită, se scade rezistența R_p cu R_{p1} (se închide contactul C_1), astfel încît curentul i_a să ia prin salt valoarea inițială I_{max}. În continuare procesul se repetă : curentul indusului variază cu turația tot liniar (dreapta 2), pînă la valoarea I_{min}, cînd se modifică din nou potrivit rezistența de pornire, încît curentul să revină la I_{max}. Se pot dimensiona din aproape în aproape rezistențele R_{pi} dintre ploturi pentru ca în procesul pornirii curentul să ia valori în intervalul (I_{max}, I_{min}). Toate dreptele $I_a = f(n)$ indiferent de R_{pi} trec prin punctul ((0, n_0).

Calculul rezistențelor R_{pi} pentru I_{max}, I_{min} date, decurge după cum urmează (vezi și fig. 4.33). Din (4.45) se determină R_p ; introducînd în (4.46) $I_a = I_{min}$ rezultă turația n_1 la care trebuie modificată rezistența R_p. La scurtcircuitarea rezistenței R_{p1} punctul de funcționare se mută pe dreapta 2 și curentul indusului ia prin salt valoarea

$$I_{max} = \frac{U - K_e n_1 \Phi}{R + R_p - R_{p1}} \tag{4.47}$$

În ecuația (4.47) singura necunoscută este R_{p1} și prima treaptă de rezistență este precizată. Ecuația dreptei 2 este tot (4.46) în care se înlocuiește R_p prin $R_p - R_{p1}$; în ecuația astfel modificată, se determină turația n_2 la care $I_a = I_{min}$ și saltul R_{p2} rezultă din (4.47) unde se înlocuiește n_1 prin n_2 și $R_p - R_{p1}$ prin $R_p - R_{p1} - R_{p2}$.

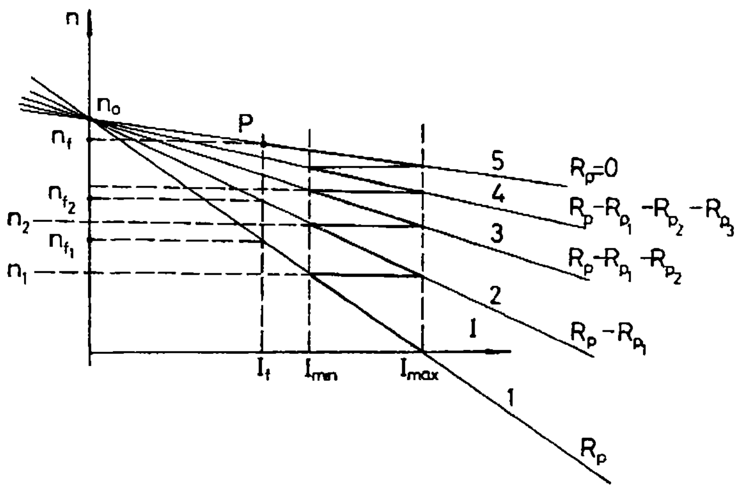


Fig. 4.33. Curbele $n = f(I_a)$ pentru diverse valori ale rezistenței de pornire.

Pe această bază se determină consecutiv rezistenţele R_{pi} (în fig. 4.33 se indică determinarea lor pentru un resort cu 4 trepte).

La finele procesului tranzitoriu de pornire, curentul indusului ia valoarea I_f pe caracterisitica $I_a = f(n)$ corespunzătoare lui $R_p = 0$.

În cele de mai sus s-a presupus cunoscută turaţia n_0 de mers în gol şi ca urmare conform (4.35) şi produsul $K_e\Phi$ ce intervine în ecuaţiile de determinare a treptelor de rezistenţă.

Din fig. 4.33 se vede că pentru un cuplu rezistent M_r dat (I_f dat), turaţiile finale n_{fi} pe care le-ar lua motorul la diverse valori ale rezistenţei de pornire sînt diferite şi se pot determina simplu introducînd în ecuaţiile caracteristicilor corespunzătoare $I_a = f(n)$, condiţia $I_a = I_f$. Valorile n_{fi} trebuiesc cunoscute la stabilirea modului de variaţie în timp a turaţiei maşinii. Astfel, *ecuaţia* $n = f(t)$ în intervalul $(0, n_1)$ la neglijarea procesului tranzitoriu electric este de forma

$$n = n_{f1}\left(1 - e^{-\frac{t}{T_1}}\right) \tag{4.48}$$

dedusă din (4.39) unde s-a luat $n_i = 0$ şi $n_0 - \Delta n_r = n_{f1}$; constanta de timp T_1 este dată de (4.37) în care se înlouește R prin $R + R_p$.

Analog pentru intervalul (n_{i-1}, n_i)

$$n = n_{fi}\left(1 - e^{-\frac{t}{T_i}}\right) + n_{i-1}\, e^{-\frac{t}{T_i}} \tag{4.49}$$

unde T_i se deduce din (4.37) în care se consideră rezistenţa $R + R_p - \sum_{i=1}^{i-1} R_{pi}$. Turaţia, la pornirea cu reostat, variază exponenţial în timp cu constanta de timp şi către turaţia finală, corespunzătoare mărimii rezistenţei de pornire introduse.

Curentul $i_a = f(t)$ în acelaşi interval este dat de relaţia (4.43)

$$i_a = I_{max} e^{-\frac{t}{T_i}} + I_f\left(1 - e^{-\frac{t}{T_i}}\right) \tag{4.50}$$

o relaţie similară celei de la pornirea directă, cu observaţia că pentru fiecare interval de turaţie trebuie introdusă constanta de timp corespunzătoare.

Timpul t_i cît durează pornirea pe intervalul (n_{i-1}, n_i) se obţine introducînd în (4.50) condiţia $i_a = I_{min}$. Se obţine

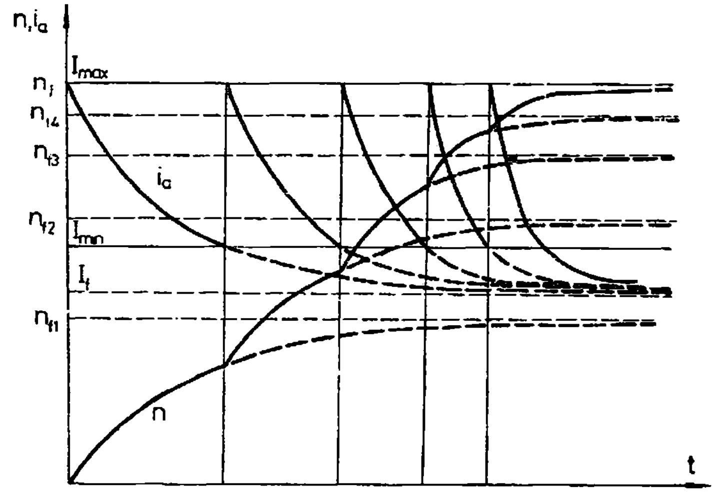
$$t_i = T_i \ln \frac{I_{max} - I_f}{I_{min} - I_f} \tag{4.51}$$

Pentru ultimul interval corespunde caracteristica $n = f(I_a)$ ridicată la $R_p = 0$, curentul tinde la valoarea finală I_f şi timpul rezultă infinit ; practic se consideră atinsă turaţia n_f la $i_a \cong 1{,}01\ I_f$.

Timpul total de pornire al motorului cu rezistenţe în circuitul indusului

$$t_p = \Sigma T_i \frac{I_{max} - I_f}{I_{min} - I_f} + T \ln \frac{I_{max} - I_f}{(1{,}01 - 1) I_f} \tag{4.52}$$

Cu cît valorile I_{max}, I_{min} sînt mai mari şi mai apropiate şi I_f mai redus, pornirea are loc într-un timp mai scurt.



Fg. 4.34. Curbele $n(t)$, $i_a(t)$ la pornirea prin intermediul unui reostat.

Cuplul electromagnetic variază în timp pe intervalul (n_{i-1}, n_i) ca şi curentul după o relaţie de forma

$$M = M_{max}e^{-\frac{t}{T_i}} + M_r\left(1 - e^{-\frac{t}{T_i}}\right); \; M_{max} = K_M\Phi I_{max} \qquad (4.53)$$

În fig. 4.34 sînt reprezentate curbele $n = f(t)$, $i_a = f(t)$, la pornirea cu reostat cu 4 trepte de rezistenţe. Rezistenţa R_p se poate modifica manual cu urmărirea curentului i_a, sau automat, prin intermediul unor contactoare comandate în funcţie de curent, turaţie sau timp, ce scurtcircuitează treptele determinate R_{pi}. De observat că reostatul R_p nu poate rămîne în circuit, întrucît fiind dimensionat doar pentru procesul pornirii (pentru o funcţionare de scurtă durată) s-ar arde.

4.5.2.2. CARACTERISTICILE DE FUNCŢIONARE

Aceste caracteristici definesc comportarea motorului în procesul de funcţionare. Ele sînt reprezentate de relaţiile n, M, $\eta = f(P_2)$ la care se adaugă *caracteristica de turaţie* $n = f(I)$, şi *caracteristica mecanică* $n = f(M)$ ridicate cu păstrarea constantă a tensiunii de alimentare şi rezistenţelor din circuitele motorului.

4.5.2.2.1. CARACTERISTICILE MOTORULUI DERIVAŢIE.

Caracteristicele unui motor derivaţie sînt reprezentate în fig. 4.35.

Alura *caracteristicii* $n = f(P_2)$ (reprezentată prin una din curbele 1, 2, 3) se justifică în baza relaţiei

$$n = \frac{U - RI_a}{K_e\Phi} \qquad (4.54)$$

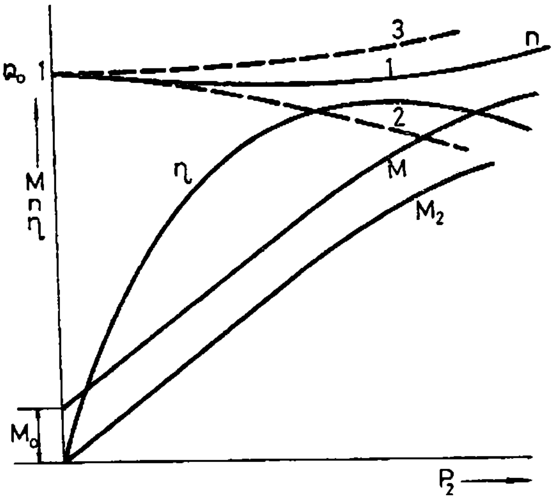


Fig. 4.35. Curbele caracteristice ale motorului derivaţie.

La mersul în gol turaţia motorului $n = n_0 = \frac{U}{K_e\Phi}$, este dependentă de tensiunea la borne şi fluxul polar al maşinii. La creşterea puterii utile P_2 cedată la arbore de motor instalaţiei antrenate, creşte curentul indusului I_a şi căderea de tensiune pe rezistenţa înfăşurării, ce determină o reducere a turaţiei de la mersul în gol. Întrucît această scădere de tensiune, dată fiind valoarea rezistenţei R, este redusă, turaţia cade relativ puţin la încărcarea motorului. În sarcină, ca urmare a reacţiei de indus poate să intervină şi o scădere a fluxului polar: dacă în (4.54) scăderea numitorului este mai rapidă decît scăderea numărătorului, turaţia creşte cu P_2. Aceasta se poate întîmpla de la o anumită valoare a sarcinii în sus (cum se observă în cazul curbei 1) ca urmare a saturării tălpilor polare ale maşinii, sau chiar de la mersul în gol dacă reacţia demagnetizantă a indusului este importantă (curba 3). Astfel de caracteristici la care turaţia creşte cu puterea la arbore, nu convin în general întrucît determină funcţionări instabile. La maşinile compensate sau cu o reacţie slabă de indus, turaţia scade uşor cu sarcina (curba 2).

Cu cît tensiunea de alimentare este mai mare şi fluxul polar mai mic, turaţia n_0 ia valori mai mari. Se pot obţine două familii de caracteristici $n = f(P_2)$ ridicate pentru diverse valori Φ = ct şi aceeaşi tensiune de alimentare U, respectiv la diverse valori U = ct şi acelaşi flux polar Φ.

Caracteristica $M = f(P_2)$ se stabileşte avînd în vedere că $M = M_0 + M_2$ şi $P_2 = 2\pi n M_2$. Dacă se consideră $n \cong$ ct şi $M_0 \cong$ ct, caracteristica căutată reprezintă aproximativ o dreaptă cu ordonata M_0 la origine.

Caracteristica randamentului $\eta = f(P_2)$ reprezentată în fig. 4.35 se stabileşte în baza relaţiei (2.114).

O importanţă particulară prezintă în acţionările electrice, *caracteristica mecanică* $n = f(M)$. Dacă în (4.54) se înlocuieşte $I_a = \frac{M}{K_M\Phi}$ şi se notează $n_0 = \frac{U}{K_e\Phi}$ se obţine

$$n = n_0 - \frac{R}{K_e K_M \Phi^2} M \tag{4.55}$$

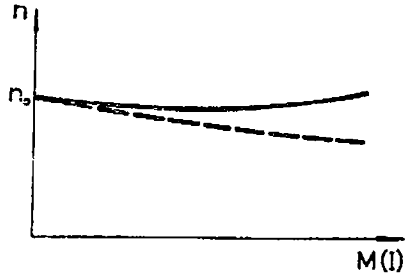


Fig. 4.36. Caracteristica mecanică a unui motor derivație, în cazul$\Phi \neq$ ct.

Considerînd Φ = ct, caracteristica $n = f(M)$ reprezintă o dreaptă. Poziția dreptei în sistemul de axe ales, depinde de mărimea tensiunii de alimentare și fluxului polar, ce fixează panta și ordonata la origine. În realitate $\Phi \neq$ ct. din motivele cunoscute și caracteristica are forma reprezentată prin linie continuă din fig. 4.36. Ca mai sus, turația variază în limite strînse cu cuplul M și în acest motiv se zice că motorul derivație are o *caracteristică mecanică rigidă* (*dură*). Caracteristica mecanică ridicată la tensiunea $U = U_N$ și pentru valoarea nominală a fluxului polar (pentru care la cuplul nominal, turația este cea nominală n_N stabilită de constructor), se numește *caracteristica mecanică naturală.* Celelalte caracteristici $n = f(M)$ ridicate la alte valori ale tensiunii de alimentare și fluxului polar și cu rezistențe suplimentare în circuitul indusului, sînt *caracteristici artificiale.*

Pentru $n = 0$ din (4.55) rezultă

$$n_0 = \frac{R}{K_e K_M \Phi^2} M_p \tag{4.56}$$

unde M_p este cuplul de pornire al motorului și caracteristica mecanică capătă o altă formă uzuală

$$n = n_0\left(1 - \frac{M}{M_p}\right) \tag{4.57}$$

Observînd că $M \equiv I_a$ și curentul total absorbit $I = I_a + I_e \cong I_a$ (curentul de excitație I_e fiind în sarcină de cîteva procente din curentul absorbit), caracteristica $n = f(M)$ reprezintă la altă scară (fig. 4.36) și *caracteristica de turație $n = f(I)$,* utilizată de asemenea în practică (la stabilirea treptelor rezistenței de pornire R_p, ne-am referit la curbele $n = f(I_a)$ sau ceea ce este practic același lucru, la caracteristicile de turație $n = f(I)$). În primul rînd prezintă interes caracteristica de turație dedusă din caracteristica mecanică naturală.

4.5.2.2.2. CARACTERISTICILE MOTORULUI SERIE.

Curbele caracteristice sînt reprezentate în fig. 4.37.

Caracteristica $n = f(P_2)$ se justifică tot prin intermediul relației (4.54). La sarcini mici $\Phi \equiv I$ și dacă se neglijează căderea de tensiune pe rezistența mașinii, $K_e n\Phi = K'nI \cong U$, turația variază cu sarcina I (și deci aproximativ și cu puterea utilă P_2) după o hiperbolă echilateră. La curenți de sarcină mari, mașina se saturează, fluxul Φ rămîne practic constant și caracteristica $n = f(P_2)$ capătă forma unei drepte, ca și la motorul derivație. Din racordarea

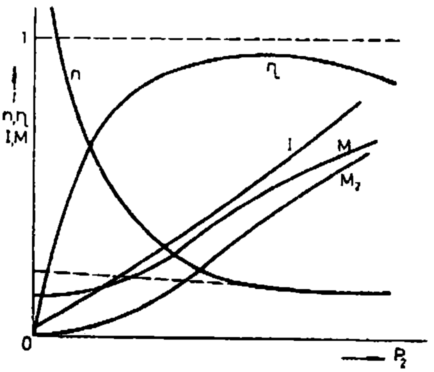


Fig. 4.37. Curbele caracteristice ale motorului serie.

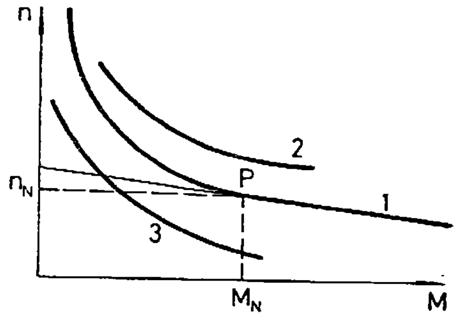


Fig. 4.38. Caracteristici mecanice ale motorului serie.

dreptei şi hiperbolei, rezultă caracteristica $n = f(P_2)$ de la mersul în gol, la plină sarcină. Se observă că turaţia variază în limite largi cu încărcarea motorului.

Forma curbei $M = (P_2)$ este condiţionată de asemenea de modul cum se modifică fluxul Φ cu sarcina. La sarcini mici, pentru care $\Phi \equiv I$ rezultă $M \equiv I_2$ deci practic proporţional cu patratul puterii utile P_2; la sarcini mari $\Phi =$ ct şi cuplul M variază practic linear cu P_2.

Ecuaţia *caracteristicii mecanicii naturale* $n = f(M)$ la $U = U_N$ se stabileşte din (4.54) separat pentru maşina nesaturată şi saturată.

Ecuaţia caracteristicii pentru sarcini mici (la care $\Phi \equiv I$ şi deci $M \equiv I_2$),

$$n = \frac{U - K_1\sqrt{M}}{K_2\sqrt{M}} \tag{4.58}$$

pentru sarcini mari (maşina este saturată $\Phi \cong$ ct şi deci $M \equiv I$),

$$n = \frac{U - K_3 M}{K_4} \tag{4.59}$$

Prelungind în zona cuplurilor mari curba (4.58) cu dreapta (4.59), se obţine caracteristica $n = f(M)$ reprezentată în fig. 4.38 prin curba 1. Se constată ca şi la caracteristica de turaţie o variaţie în limite largi a turaţiei în funcţie de cuplul rezistent de la arbore. O astfel de caracteristică a motorului serie se numeşte *elastică* (*moale*). La turaţii mici motorul dezvoltă un cuplu electromagnetic important şi din acest motiv şi-a găsit utilizare în tracţiunea electrică şi în acţionările cu porniri grele; de observat că la sarcini mici turaţia poate lua valori nepermis de mari şi prin urmare motorul serie nu trebuie lăsat să funcţioneze în gol.

4.5.2.2.3. CARACTERISTICILE MOTORULUI MIXT (COMPUND).

Ca şi generatorul mixt, motorul mixt are două înfăşurări de excitaţie. De obicei, una din înfăşurări este principală, cealaltă legată adiţional sau diferenţial (compund sau anticompund), jucînd rol de corecţie a formei carac-

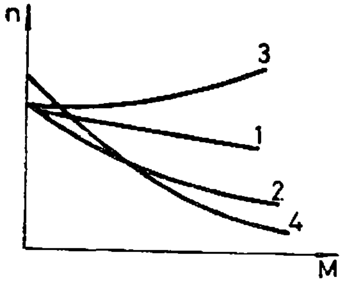


Fig. 4.39. Caracteristici mecanice ce se pot obține cu un motor cu excitație mixtă.

teristicilor, ce se plasează între cele ale unui motor derivație și serie. În fig. 4.39 prin 1 este reprezentată caracteristica mecanică a unui motor derivație. Un motor cu excitație mixtă cu înfășurarea derivație preponderentă, la conectarea adițională a înfășurării serie, prezintă caracteristica mecanică mai puțin rigidă reprezentată de curba 2, iar la conectarea diferențială caracteristică 3, în general nefavorabilă întrucît conduce la funcționări instabile. Dacă din contră înfășurarea serie este preponderentă, caracteristica mecanică devine moale ca și a unui motor serie (curba 4), înfășurarea de excitație derivație conectată adițional, avînd rolul limitării turației motorului la mersul în gol, la o valoare admisibilă.

Se constată că prin intermediul a două înfășurări de excitație serie și paralel, potrivit dimensionate și conectate se poate obține o formă a caracteristicii mecanice impusă de instalația antrenată și din acest motiv motorul mixt este destul de larg utilizat în practică.

4.5.2.3. CARACTERISTICILE DE REGLARE

Motoarele de curent continuu prezintă avantajul față de cele de curent alternativ, posibilității de reglare în limite largi, economic și relativ simplu a turației, așa cum cere procesul tehnologic din instalațiile în care lucrează. Aceste avantaje compensează necesitatea conectării la o rețea de curent continuu, mai puțin răspîndită și motoarele de curent continuu sînt larg utilizate în cele mai variate domenii.

Metodele de reglare a turației decurg din analiza relației

$$n = \frac{U_a - RI_a}{K_e\Phi} \tag{4.60}$$

(unde prin U_a s-a notat tensiunea la bornele mașinii, diferită în general de tensiunea U a rețelei dacă în circuitul indusului se conectează rezistențe suplimentare) și sînt următoarele: 1. modificarea tensiunii U_a; 2. modificarea fluxului Φ al mașinii; 3. modificarea tensiunii U a rețelei.

Analiza calității reglajului prin diverse metode, se face considerînd $M_r=$ct. Interesează, în primul rînd, limitele de reglare ale turației și economicitatea reglajului.

4.5.2.3.1. MODIFICAREA TURAȚIEI PRIN SCHIMBAREA TENSIUNII U_a

Se are în vedere un motor derivație ce are conectate în circuitul indusului rezistențele suplimentare R_s, R_d, ca în fig. 4.40. La sensurile pozitive alese se pot scrie pentru circuitul indusului, ecuațiile

$$\begin{aligned} U_a &= RI_a + K_e n\Phi \\ U &= U_a + R_s I \\ R_d I_d &= U_a \\ I &= I_d + I_a \end{aligned} \tag{4.61}$$

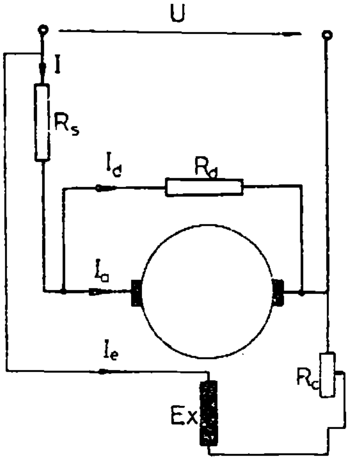


Fig. 4.40. Schema de modificare a turaţiei prin schimbarea tensiunii U_a.

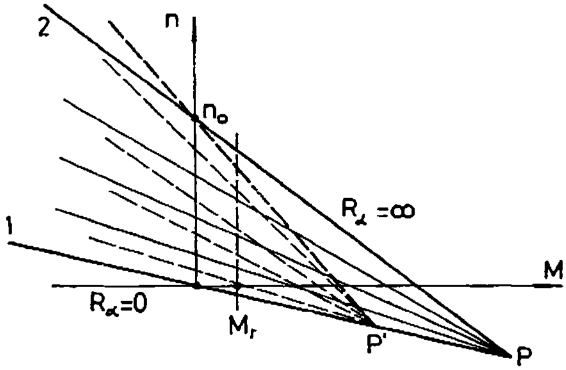


Fig. 4.41. Familia de caracteristici $n = f(M)$, pentru R_s = ct, R_d = variabil, în figura 4.40.

Se elimină curenţii I, I_d între ultimele trei ecuaţii obţinîndu-se relaţia

$$U = U_a + R_s\left(I_a + \frac{U_a}{R_d}\right); \tag{4.62}$$

se elimină în continuare tensiunea U_a între ecuaţia (4.62) şi prima relaţie din (4.61).

$$\frac{U - R_s I_a}{1 + \dfrac{R_s}{R_d}} = K_e n\Phi + RI_a \tag{4.63}$$

Înlocuind în (4.63), $I_a = \dfrac{M}{K_M\Phi}$ şi notînd cum se ştie $n_0 = \dfrac{U}{K_e\Phi}$ şi $M_p = n_0 \dfrac{K_e K_M \Phi^2}{R}$, se determină caracteristica mecanică artificială $n = f(M)$ a motorului, de forma

$$n = n_0 \frac{R_d}{R_d + R_s}\left[1 - \left(\frac{R_d + R_s}{R_d} + \frac{R_s}{R}\right)\frac{M}{M_p}\right] \tag{4.64}$$

Ecuaţia (4.64) pentru valori date ale rezistenţelor R_s, R_d, reprezintă o dreaptă. Modificînd rezistenţele R_s, R_d se modifică poziţia dreptei în sistemul de axe (M, n), se pot obţine deci o infinitate de caracteristici mecanice artificiale.

a) *Se consideră* R_s = ct, R_d = *variabil*

Notînd $\dfrac{R_d}{R_d + R_s} = \lambda$ ecuaţia (4.64) devine

$$n + n_0 \frac{M}{M_p} - n_0\lambda\left(1 - \frac{R_s}{R}\frac{M}{M_p}\right) = 0 \tag{4.65}$$

Pentru λ = variabil, ecuaţia (4.65) reprezintă un fascicol de drepte ce trece prin punctul de intersecţie al dreptelor

$$n + n_0\frac{M}{M_p} = 0;\quad 1 - \frac{R_s}{R}\frac{M}{M_p} = 0$$

deci prin punctul $P\left(\dfrac{R}{R_s}M_p,\ -n_0\dfrac{R}{R_s}\right)$ din fig. 4.41.

La o valoare dată R_d, λ din (4.65) este precizat şi caracteristica mecanica corespunzătoare este determinată. Pentru valorile extreme $R_d = 0$, $R_d = \infty$, rezultă $\lambda = 0$, $\lambda = 1$ şi ecuaţiile caracteristicii mecanice sînt respectiv de forma

$$n = -n_0 \frac{M}{M_p}; \quad n = n_0\left[1 - \left(1 - \frac{R_s}{R}\right)\frac{M}{M_p}\right]$$

Primei ecuaţii îi corespunde dreapta 1 ce trece prin originea axelor, celei de a doua ecuaţii, dreapta 2 ce trece prin punctul $(0, n_0)$. Între caracteristicile mecanice 1, 2 se plasează celelalte caracteristici mecanice corespunzătoare diverselor valori ale lui λ, cînd R_d variază în intervalul $(0, \infty)$.

Luînd o valoare R_s = ct potrivită, se fixează după voie în cadranul 4 poziţia punctului P de intersecţie a dreptelor fascicolului, pe dreapta 1 de panta independentă de R_s. La $R_s = 0$, punctul P tinde la infinit, rezistenţa R_d nu mai influenţează comportarea maşinii şi caracteristica mecanică trece în caracteristica mecanică naturală.

b) *Se consideră R_d = ct, R_s = variabil.*

Înlocuind în (4.65) $R_s = \frac{1-\lambda}{\lambda} R_d$ se obţine ecuaţia noului fascicol de drepte de forma

$$n + n_0\left(1 + \frac{R_d}{R}\right)\frac{M}{M_p} - n_0\lambda\left(1 + \frac{R_d}{R}\frac{M}{M_p}\right) = 0 \tag{4.66}$$

Din intersecţia dreptelor

$$n + n_0\left(1 + \frac{R_d}{R}\right)\frac{M}{M_p} = 0; \quad 1 + \frac{R_d}{R}\frac{M}{M_p} = 0,$$

rezultă coordonatele punctului de intersecţie al dreptelor fascicolului $Q\left[-\frac{R}{R_d}M_p, n_0\left(1 + \frac{R}{R_d}\right)\right]$.

Pentru valorile extreme $R_s = 0$, $R_s = \infty$, corespunde $\lambda = 1$, $\lambda = 0$ şi ecuaţiile caracteristicilor mecanice extreme sînt

$$n = n_0\left(1 - \frac{M}{M_p}\right); \quad n = -n_0\left(1 + \frac{R_d}{R}\right)\frac{M}{M_p} \tag{4.67}$$

Relaţiilor (4.67) le corespund respectiv dreptele 3, 4 din fig. 4.42 între care se plasează celelalte caracteristici mecanice artificiale, corespunzătoare diverselor valori R_s. Poziţia punctului Q în cadranul 2 poate fi modificată prin intermediul rezistenţei constante R_d. Dacă $R_d = \infty$, cum se întîmplă de multe ori practic, punctul Q se deplasează în Q' $(0, n_0)$ şi caracteristicile mecanice artificiale pentru diverse rezistenţe R_s, au forma reprezentată cu linie întreruptă din fig. 4.42.

Din cele prezentate rezultă că prin modificarea rezistenţelor R_s, R_d, se obţine o dublă infinitate de caracteristici mecanice. La valori R_s, R_d date, dreapta caracteristicii mecanice artificiale, se trasează prin două puncte P, Q, de coordonate cunoscute.

Observaţii. Din fig. 4.41, 4.42, rezultă că la M_r = ct turaţia motorului se poate modifica în limite largi, între valoarea zero şi o valoare cu atît mai apropiată de n_0, cu cît M_r este mai redus, avantaj important al acestei metodei

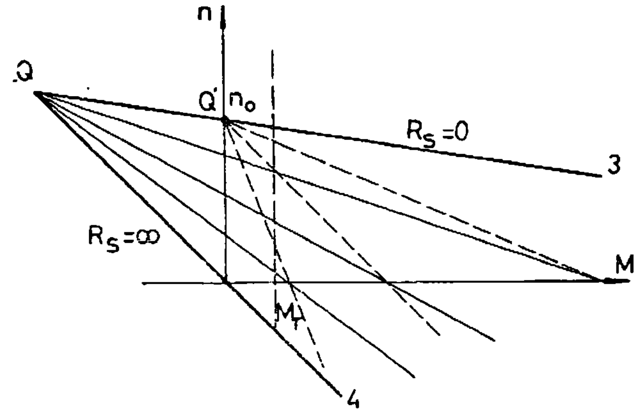


Fig. 4.42. Familia de caracteristici $n = f(M)$, pentru R_d= ct, R_s= variabil, în figura 4.40.

simple de reglare. Dezavantajul metodei constă în radamentul mai slab al motorului la turaţii mici (puterea utilă $P_2 = 2\pi n M_r$ scade cu turaţia) şi al ansamblului în general, ca urmare a pierderilor importante pe rezistenţele R_s, R_d, ca şi în posibilitatea unizonală de reglare a turaţiei (doar pentru $n < < n_0$) ; trebuiesc avute în vedere de asemenea, condiţiile mai proaste de răcire ale motorului la turaţii mici şi din acest motiv nu se coboară de obicei sub turaţia $0{,}3 n_0$. Rezistenţele R_s, R_d, trebuiesc dimensionate pentru o funcţionare de lungă durată sînt relativ voluminoase şi scumpe.

4.5.2.3.2. MODIFICAREA TURAŢIEI PRIN INTERMEDIUL FLUXULUI DE EXCITAŢIE

Motorul derivaţie. Se consideră în fig. 4.40, $R_d = \infty$, $R_s = 0$ şi se modifică fluxul prin variaţia curentului I_e cu ajutorul reostatului R_c.

Fie în fig. 4.43 caracteristica mecanică naturală 1 (corespunzătoare fluxului nominal Φ_N şi tensiunii nominale U_N). La o valoare a fluxului $\Phi < \Phi_N$, din ecuaţia (4.55) a caracteristicii mecanice, rezultă o creştere a turaţiei de mers în gol şi pentru acelaşi cuplu rezistent, o creştere a căderii de turaţie Δn_r ; noua caracteristică 2 se plasează deasupra caracteristicii mecanice naturale şi are o înclinare mai mare. Invers, dacă $\Phi > \Phi_N$, corespunde caracteristica 3, sub caracteristica naturală. Rezultă de aici că se poate realiza prin intermediul excitaţiei un reglaj bizonal de turaţie ($n \gtrless n_0$). Trebuie observat însă că simultan cu reducerea fluxului la $M = M_r =$ ct, intervine creşterea curentului din indus (conform relaţiei $M = K_M \Phi I_a$) ce nu trebuie să depăşească valoarea admisibilă. În fig. 4.43 s-a trasat hiperbola

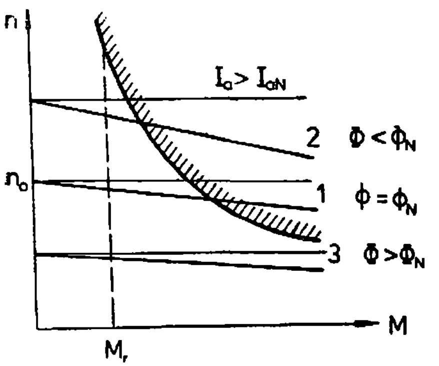


Fig. 4.43. Caracteristicile mecanice ale motorului derivaţie la modificarea fluxului de excitaţie.

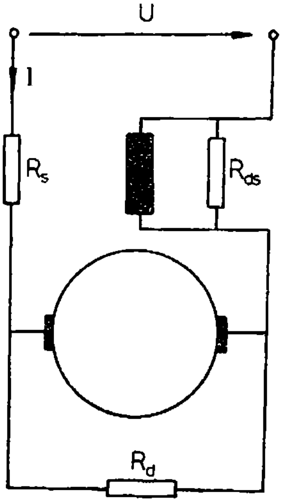


Fig. 4.44. Schema motorului serie.

echilateră $P_N = 2\pi n M$. Pentru domeniul haşurat $I_a > I_{aN}$ şi funcţionarea de durată nu este admisibilă. Rezultă că plaja admisibilă de turaţie este cu atît mai largă, cu cît cuplul M_r = ct este mai mic.

Cu creşterea turaţiei creşte puterea absorbită $P_1 \cong U_N I_a$ dar şi puterea utilă $P_2 = 2\pi n M_r$ şi randamentul reglării este superior cazului precedent (prin dispariţia rezistenţelor de reglare R_s, R_d, pierderile în circuitul indusului se reduc la cele pe rezistenţa R a indusului, iar pierderile din circuitul rezistenţei de reglare R_c sînt neînsemnate) ; la turaţii mari se îmbunătăţesc condiţiile de răcire dar se înrăutăţeşte comutaţia (ca urmare a creşterii curentului I_a şi t.e.m. necompensate induse în spira în comutaţie).

În ansamblu, metoda de reglare a turaţiei prin variaţia de cîmp are avantajele că este simplă, economică şi bizonală. Chiar la cupluri M_r = ct reduse, nu se poate creşte însă prea mult turaţia prin slăbirea cîmpului, întrucît ca urmare a creşterii curentului absorbit, reacţia transversală a indusului poate provoca o demagnetizare sensibilă a maşinii şi drept urmare caracteristica mecanică să capete o alură crescătoare instabilă (vezi caracteristicile 1, 3, din fig. 4.35). De obicei reglajul vitezei conform acestei metode se face în raportul 1 : 2.

Motorul serie. Reglajul curentului de excitaţie (astfel ca $I_e \neq I_a$), se poate obţine cu rezistenţa R_{ds} în paralel cu înfăşurarea serie sau cu R_d în paralel cu indusul (fig. 4.44). Caracteristicile ce se obţin sînt reprezentate în fig. 4.38 prin curbele 2 respectiv 3. Prin intermediul rezistenţei R_d se obţin caracteristici mecanice artificiale sub cea naturală (ca şi cu rezistenţa R_s), iar prin intermediul lui R_{ds}, deasupra. Cum rezistenţa R_d este importantă, pierderile sînt mari şi metoda de reglare este neeconomică ; reglajul de turaţie cu ajutorul rezistenţei R_{ds} de valoare redusă (comparabilă cu rezistenţa înfăşurării de excitaţie serie), este economic şi simplu şi ca urmare îşi găseşte utilizări, mai ales în tracţiunea electrică.

4.5.2.3.3. MODIFICAREA TURAŢIEI PRIN INTERMEDIUL TENSIUNII DE ALIMENTARE

În acest sistem de reglare motorul M este alimentat, de obicei, de la un generator G separat, de tensiune variabilă U (fig. 4.45). Generatorul G este antrenat de un motor de curent alternativ $M_{\sim}$; pe acelaşi arbore este cuplată şi maşina de curent continuu E (un generator derivaţie) care asigură tensiunea continuă necesară excitării maşinilor M, G.

Pentru pornirea motorului M, mai întîi se aduce în turaţie generatorul G cu ajutorul motorului de curent alternativ şi se excită E, astfel ca la barele ce alimentează înfăşurările de excitaţie să se stabilească tensiune. Se reglează cu reostatul R_{eM} curentul de excitaţie al motorului pînă ce fluxul ia o valoare dorită Φ_M = ct (de obicei $\Phi_M = \Phi_{MN}$) şi se închide inversorul K.

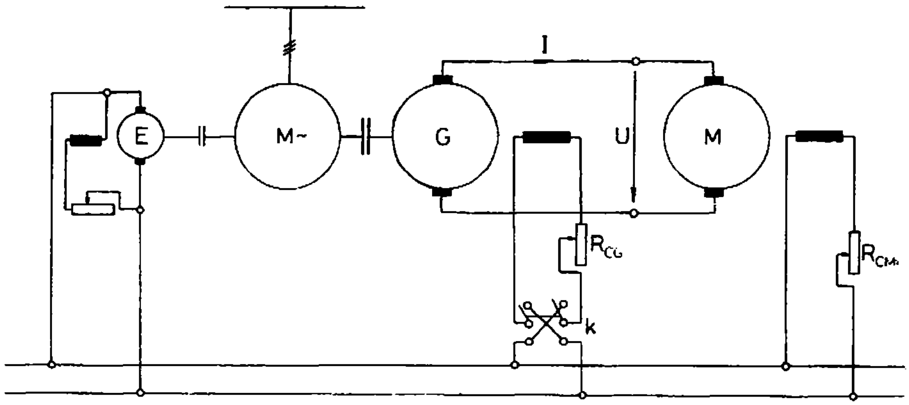


Fig. 4.45. Schema sistemului Ward-Leonard.

Crescînd curentul de excitaţie al generatorului, între maşinile de curent continuu se stabileşte un curent I şi motorul M intră în turaţie.

Dacă se notează U_{eG}, t.e.m. indusă la generator şi R_G, R_M, rezistenţele înfăşurărilor indusurilor maşinilor G, M, curentul I este dat de relaţia

$$I = \frac{U_{eG} - K_{eM} n \Phi_M}{R_G + R_M} \tag{4.68}$$

unde K_{eM} se referă la motor.

Reglajul vitezei motorului M se poate face la $\Phi = \Phi_N$ şi U = variabil, de la $U = 0$ la $U = U_N$. Se obţin (relaţia 4.55) caracteristici mecanice artificiale paralele (la M_r = ct corespunde un acelaşi Δn_r pentru toate caracteristicile), plasate sub caracteristica naturală reprezentată îngroşat (fig. 4.46).

Pentru turaţii mai mari se utilizează slăbirea de cîmp la motor, obţinîndu-se caracteristici deasupra celei naturale.

Modificarea vitezei în sistemul generator — motor se face de regulă la curentul I = ct. Rezultă că reglajul turaţiei motorului prin intermediul tensiunii este un reglaj la cuplul constant şi puterea absorbită variabilă ($P_{abs} \cong M\Omega$), iar reglajul prin cîmp este la putere constantă ($P = UI$ = ct) şi cuplul variabil (conform relaţiei $M\Omega \cong P$). În fig. 4.46 porţiunea haşurată corespunde unui curent $I > I_N$, inadmisibil la o funcţionare de durată.

Modificarea consecutivă a tensiunii de alimentare şi a cîmpului de excitaţie permite obţinerea unor turaţii variabile în limite foarte largi (în raportul 1 : 100 şi mai mult).

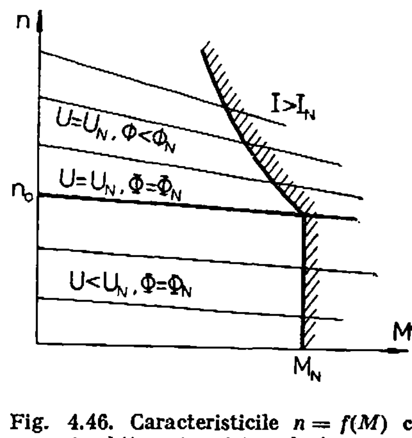


Fig. 4.46. Caracteristicile $n = f(M)$ ce se pot obţine în sistemul Generator-Motor.

Acest sistem permite de asemenea porniri şi inversări de sens rapide şi economice ale motorului. Astfel, modificînd potrivit excitaţia generatorului, curentul în timpul pornirii poate fi păstrat de o valoare maxim admisibilă prestabilită şi corespunzător, motorul să dezvolte un cuplu electromagnetic constant, important. Faptul că motorul porneşte cu tensiune reglabilă şi deci fără a necesita rezistenţe de pornire, asigură un randament ridicat al instalaţiei. Dacă se urmăreşte oprirea motorului se scade curentul de excitaţie al generatorului astfel ca $U_{eG} < K_{eM} n \Phi_M$; curentul I schimbă de semn (relaţia 4.68) şi cele două maşini îşi inversează rolurile: motorul M devine generator pe maşina G ce trece în regim de motor. Corespunzător, motorul $M_{\sim}$ se descarcă şi poate trece în regim de generator pe reţeaua de curent alternativ. Cu cît curentul I de semn schimbat dintre maşini este mai important, cu atît cuplul de frînare al maşinii M este mai mare şi frînarea se face într-un timp mai scurt. Avantajul unei astfel de frînări constă în faptul că o parte importantă a energiei cinetice a maşinii M se recuperează sub formă de energie electrică în reţeaua de curent alternativ. Schimbarea sensului de rotaţie al maşinii M se face simplu prin inversarea excitaţiei generatorului.

Desigur, această metodă de reglare cu grup generator-motor (numit şi grup Ward-Leonard) este costisitoare prin faptul că necesită încă două maşini (G şi $M_{\sim}$) de puteri cel puţin egale cu puterea motorului M, la care se adaugă şi excitatoarea E (de putere mică). În cazul însă al unităţilor de mare putere, la care se impune un reglaj de turaţie în limite largi şi pornirile, frînările, reversările, sînt frecvente, avantajele economice şi funcţionale ale grupului generator-motor pot fi preponderente, astfel încît să justifice şi să amortizeze cheltuielile suplimentare de investiţii.

Sistemul de reglare a tensiunii de alimentare cu ajutorul grupului generator-motor analizat mai sus, se utilizează larg în tracţiunea electrică etc.

În momentul de faţă se tinde la înlocuirea generatorului G de tensiune reglabilă, prin instalaţii cu redresoare comandate.

4.5.2.4. CARACTERISTICILE DE FRÎNARE

La studiul metodelor de frînare ale maşinilor de curent continuu, se are în vedere tot caracteristica mecanică $n = f(M)$.

Se disting următoarele metode de frînare: 1. recuperativă, 2. contracurent, 3. dinamică.

4.5.2.4.1. FRÎNAREA RECUPERATIVĂ

În fig. 4.47 sînt reprezentate caracteristicile mecanice 1, 2 ale unui *motor derivaţie*, ridicate la absenţa rezistenţelor suplimentare în circuitul indusului şi pentru o rezistenţă suplimentară R_s în serie.

Fie P, punctul de funcţionare pe caracteristica 1 la o valoare dată a cuplului rezistent. Cînd acesta tinde la zero, P se deplasează pe dreaptă şi turaţia tinde către n_0. Dacă în continuare cuplul la arbore din rezistent devine motor, maşina accelerează, depăşeşte turaţia n_0 şi punctul P trece în cadranul 2; cuplul electromagnetic schimbă de semn (se opune creşterii turaţiei) şi maşina trece din motor în generator. Se obţine o funcţionare stabilă,

cînd cuplul electromagnetic echilibrează cuplul motor de la arbore. Cum caracteristica 1 este puţin înclinată, turaţia în regimul stabilizat corespunzător, va diferi puţin de n_0 ; dacă punctul P se află pe caracteristica 2, turaţia în regim de generator poate depăşi sensibil pe n_0, cu atît mai mult cu cît rezistenţa suplimentară R_s este mai mare. Frînarea pe prima caracteristică este o frînare rigidă, frînarea pe caracteristica 2 este elastică (moale).

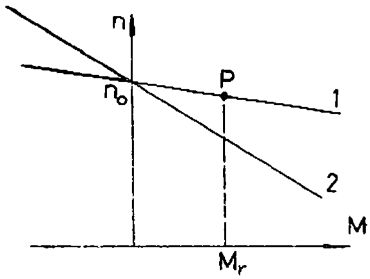


Fig. 4.47. Frînarea maşinii de curent continuu prin funcţionarea ca generator cu recuperare (caracteristicile din cadranul II reprezentate îngroşat).

Această metodă de frînare se utilizează cu avantaje economice în tracţiunea electrică mai ales în zonele de deal şi munte : dacă turaţia motoarelor ce acţionează locomotiva la coborîrea unei pante, $n > n_0$, acestea trec în regim de generator şi cedează în reţea energie electrică pentru motoarele unei locomotive ce urcă, descărcînd astfel în bună măsură de putere, centrala electrică de alimentare.

Metoda de frînare analizată, prezintă avantajul recuperării energiei, dar este posibilă doar pentru turaţii $n > n_0$ (nu se poate frîna pînă la oprire o maşină de curent continuu prin această metodă).

La *motorul serie* frînarea recuperativă nu este posibilă. La *motorul mixt* porţiunea din cadrul 2 a caracteristicii mecanice corespunde funcţionării recuperative ca şi la motorul derivaţie.

4.5.2.4.2. FRÎNAREA CONTRACURENT

Potrivit acestei metode, se inversează bornele de alimentare ale indusului la reţea (se inversează polaritatea tensiunii U), alimentarea înfăşurării de excitaţie rămînînd neschimbată. Simultan, în serie cu circuitul indusului se introduce o rezistenţă suplimentară R_s pentru limitarea curentului I_a dat de relaţia

$$I_a = -\frac{U + K_e n\Phi}{R + R_s} \quad (4.69)$$

la valori nepericuloase.

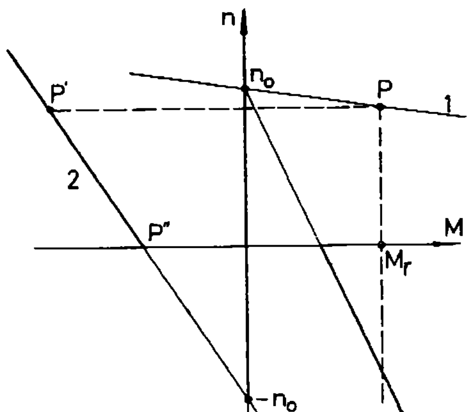


Fig. 4.48. Caracteristicile de frînare contracurent (porţiunile reprezentate îngroşat din cadranele II şi IV).

Curentul I_a şi deci cuplul M au schimbat de sens şi punctul P de pe caracteristica mecanică 1, corespunzătoare funcţionării ca motor, trece în punctul P' din cadranul 2 (fig. 4.48), de cuplu $M = K_M\Phi I_a$ unde I_a este dat de (4.69). Prin intermediul rezistenţei R_s, se poate asigura o valoare dorită cuplului electromagnetic corespunzător punctului P'. La $I_a = 0$ ($M = 0$) re-

zultă ordonata la origine $n = -n_0$ și noua caracteristică mecanică 2 a motorului, este definită.

Cuplul electromagnetic M de sens contrar rotației și cuplul rezistent de la arbore M_r se însumează și mașina frînează pe caracteristica 2 pînă la oprire (punctul P''). Pe porțiunea $P'P''$ mașina funcționează ca *frînă electromagnetică*: primește putere și de la rețea (întrucît cu polaritatea tensiunii de alimentare s-a schimbat și sensul curentului I_a) și pe cale mecanică (învîrtindu-se în sens contrar sensului cuplului electromagnetic).

Întreaga putere primită se consumă pe rezistența $R + R_s$. De aici necesitatea unei rezistențe R_s importantă, astfel încît pierderile și degajarea de căldură corespunzătoare, să se producă în principal în exteriorul mașinii.

În continuare motorul reversează (își schimbă sensul de rotație) dacă $M > M_r$ (M_r considerat opus rotației indiferent de sens) și funcționarea se stabilizează într-un punct pentru care $M = M_r$ și $|n| < |n_0|$. Porțiunea din cadranul 3 a caracteristicii mecanice artificiale 2, corespunde deci funcționării ca motor în sens invers. O astfel de frînare rapidă, urmată de reversare, se aplică la acționarea laminoarelor pentru care schimbările repetate de sens de rotație sînt caracteristice. Dacă se urmărește oprirea și nu reversarea motorului, la $n = 0$, trebuie deconectat de la rețea. Motorul nu reversează și trebuie deconectat de la rețea și dacă pentru noul sens de rotație $M < M_r$.

Cînd, așa cum este cazul la motoarele de macara, cuplul M_r își păstrează sensul la inversarea sensului de rotație, punctul P se deplasează pe caracteristica 2 și trece în cadranul 4 corespunzător funcționării mașinii ca generator în sens invers, cu o turație $|n| > |n_0|$, funcționarea stabilă devenind recuperativă.

Observăm că pentru cele două sensuri de rotație, cadranele 1, 2 au corespondent respectiv cadranele 3, 4.

Modul de variație în raport cu timpul a turației ca urmare a inversării polarității tensiunii U, la neglijarea regimului tranzitoriu electric, se stabilește ca și în procesul de pornire. Se consideră ecuația (4.38) în care se înlocuiește n_0 prin $-n_0$, iar Δn_r și T prin $\Delta n_{r\Sigma}$ și T_Σ date de relațiile (4.36), (4.37) în care s-a înlocuit R prin $R + R_s$. Se obține

$$n = -(n_0 + \Delta n_{r\Sigma}) + K e^{-\frac{t}{T_\Sigma}}$$

Introducînd condiția ca la $t = 0$, $n = n_0 - \Delta n_r$, se identifică constanta K și rezultă caracteristica $n = f(t)$ de forma

$$n = -(n_0 + \Delta n_{r\Sigma}) + (2n_0 + \Delta n_{r\Sigma} - \Delta n_r) e^{-\frac{t}{T_\Sigma}} \tag{4.70}$$

reprezentată cu linie continuă în fig. 4.49. Ecuația este valabilă pînă la $t = \infty$ cînd cuplul M_r rămîne la fel orientat indiferent de sensul de rotație (cazul motoarelor de macara). Cum s-a arătat mai sus, turația de regim depășește turația de mers în gol n_0.

Cînd cuplul M_r se păstrează rezistent pentru ambele sensuri de rotație, ecuația este valabilă pînă la $t = t_f$ corespunzător lui $n = 0$. La reversare trebuie înlocuit în ecuații M_r cu $-M_r$ (și deci, $\Delta n_{r\Sigma}$ prin $-\Delta n_{r\Sigma}$) și curba de

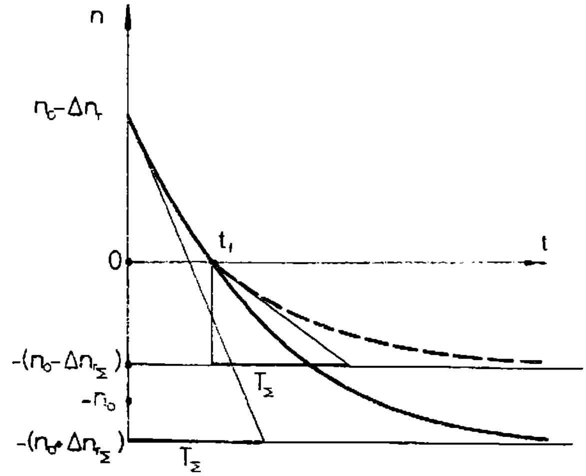


Fig. 4.49. Curba $n(t)$ la frînarea contracurent cu neglijarea procesului tranzitoriu electric.

variaţie a turaţiei reprezentată punctat, este analogă celei deduse pentru procesul de pornire.

Înlocuind în (4.70), $n = 0$ se obţine *timpul de frînare*

$$t_f = T_\Sigma \ln \frac{2n_0 + \Delta n_{r\Sigma} - \Delta n_r}{n_0 + \Delta n_{r\Sigma}} \tag{4.71}$$

Frînarea este cu atît mai rapidă cu cît M_r este mai mare şi R_s (T_Σ) mai mic.

Curba de variaţie a curentului $i_a = f(t)$ reprezentată în fig. 4.50 se deduce din (4.42) în care T se înlocuieşte cu T_Σ. Introducînd condiţia la $t = 0$, $i_a = -\dfrac{U + K_e n\Phi}{R + R_s} = -I_t$, se obţine

$$i_a = I_f\left(1 - e^{-\frac{t}{T_\Sigma}}\right) - I_t e^{-\frac{t}{T_\Sigma}} \tag{4.72}$$

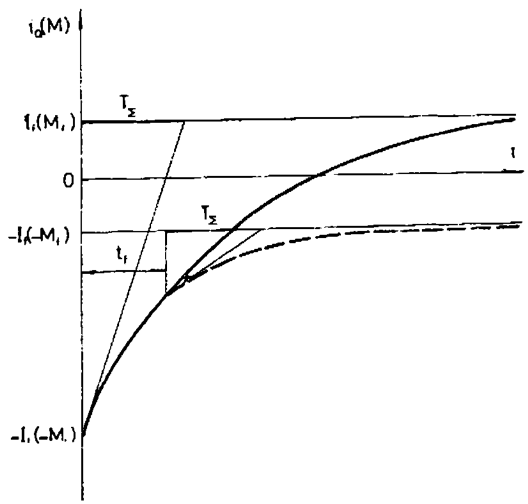


Fig. 4.50. Curba $i_a(t)$ la frînarea contracurent cu neglijarea procesului tranzitoriu electric.

Ca mai sus, ecuaţia este valabilă pînă la $t = \infty$ cînd M_r are o orientare invariabilă şi trebuie luată în consideraţie pînă la $t = t_f$ dat de (4.71) cînd M_r schimbă de sens la reversare (în acest caz curentul variază ca şi la pornire pe caracteristica punctată către valoarea $-I_f$).

La altă scară curba $i_a = f(t)$ reprezintă *curba* $M = f(t)$.

Frînarea prin contracurent se realizează şi la tensiune neinversată pe porţiunea din cadranul 4 a caracteristicii mecanice 3 (fig. 4.48). Această situaţie intervine cînd la arborele unui motor de macara, ascensor, etc. ce urcă greutăţi, se creşte continuu cuplul rezistent. Turaţia scade pînă la zero şi în continuare motorul îşi inversează sensul de rotaţie (în sensul cuplului rezistent ce devine cuplu activ). Curentul I_a pentru zona cu $n < 0$ este dat tot de relaţia (4.69) în care dispare semnul (—). Maşina se învîrte în sens opus sensului cuplului electromagnetic (apare dublu alimentată absorbind putere atît pe cale electrică cît şi pe cale mecanică) deci ca mai sus funcţionează ca *frînă electromagnetică* şi pentru limitarea curentului este neapărat necesară introducerea rezistenţei suplimentare R_s.

În *concluzie*, porţiunea din cadranul 4 a caracteristicii 3, este corespondenta porţiunii din cadranul 2 a caracteristicii 2 obţinută prin inversarea tensiunii la borne.

Acest mod de frînare este utilizat la coborîrea cu viteză controlată (prin modificarea pantei caracteristicii artificiale 3) a greutăţilor.

4.5.2.4.3. FRÎNAREA DINAMICĂ.

Se are în vedere *motorul cu excitaţie separată*. Potrivit acestei metode, indusul se deconectează de la reţea şi se închide peste o rezistenţă de sarcină R_s (fig. 4.51), înfăşurarea de excitaţie rămînînd alimentată. Curentul prin maşină, condiţionat doar de t.e.m. indusă devine

$$I_a = -\frac{K_e n \Phi}{R + R_s}; \tag{4.73}$$

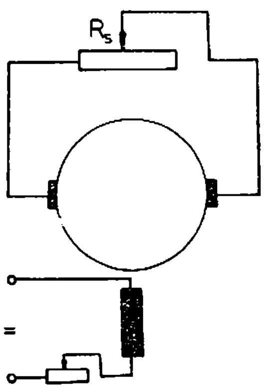


Fig. 4.51. Schema electrică pentru frînarea dinamică.

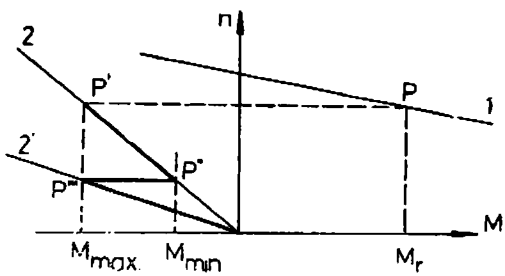


Fig. 4.52. Caracteristicile mecanice $n = f(M)$ la frînarea dinamică (dreptele din cadranul II).

maşina trece în regim de generator şi dezvoltă un cuplu electromagnetic de frînare

$$M = K_M \Phi I_a = -\frac{K_M K_e \Phi^2}{R + R_s} n \qquad (4.74)$$

cu atît mai puternic cu cît rezistenţa R_s este mai mică.

Caracteristica $n = f(M)$ plasată în cadranul 2, reprezintă o dreaptă ce trece prin originea sistemului de axe (fig. 4.52).

Fie P punctul de funcţionare în regim de motor pe caracteristica mecanică 1 ; la conectarea indusului pe rezistenţa R_s, P trece în P' şi cuplul electromagnetic îşi schimbă sensul luînd o valoare determinată M_{max} dată de (4.74). Sub acţiunea cuplului electromagnetic de frînare şi a cuplului mecanic rezistent la arbore, punctul de funcţionare se deplasează pe caracteristica de frînare dinamică 2, turaţia se reduce pînă la zero. Se observă că odată cu reducerea turaţiei, efectul de frînare al cuplului electromagnetic scade. Pentru o frînare rapidă, la un cuplu electromagnetic minim M_{min}, se scurtcircuitează o porţiune din rezistenţa R_s, astfel încît punctul P'' trece în P''' (corespunzător lui $M = M_{max}$) pe noua caracteristică de frînare dinamică 2′ ş.a.m.d. Prin scurtcircuitarea treptată potrivită a rezistenţei R_s, se poate obţine un cuplu electromagnetic de frînare important, oscilînd între limite determinate, pînă la turaţii reduse.

Metoda de frînare dinamică se utilizează şi la *motoarele derivaţie* care după deconectarea de la reţea şi închiderea indusului peste rezistenţa R_s, trec în regim de generator derivaţie autoexcitat ; întrucît cu scăderea turaţiei scade şi curentul de excitaţie (şi deci fluxul maşinii), frînarea nu mai este eficace la turaţii mici.

La frînarea *motorului serie*, pentru trecerea în regim de generator autoexcitat, trebuie inversate bornele înfăşurării de excitaţie (altfel, ca urmare a curentului de sens contrar faţă de regimul de motor, produs de t.e.m. remanentă U_{er}, s-ar distruge magnetismul remanent) şi rezistenţa R_s să fie sub valoarea critică.

Pentru determinarea *curbei* $n = f(t)$ la frînarea dinamică a unui motor cu excitaţie separată, rezistenţa R_s se consideră inclusă în rezistenţa înfăşurării indusului, astfel că tensiunea la bornele maşinii, $U = 0$.

În acest caz în (4.38) trebuie luat $n_0 = 0$, iar Δn_r şi T se înlocuiesc cu $\Delta n_{r\Sigma}$ şi T_Σ corespunzător rezistenţei $R + R_s$. Se obţine

$$n = -\Delta n_{r\Sigma} + K e^{-\frac{t}{T_\Sigma}}$$

Introducînd condiţia la $t = 0$, $n = n_f = n_0 - \Delta n_r$ se obţine caracteristica 1 din fig. 4.53.

$$n = -\Delta n_{r\Sigma} + (n_0 - \Delta n_r + \Delta n_{r\Sigma}) e^{-\frac{t}{T_\Sigma}} \qquad (4.75)$$

Dacă frînarea se face la $M_r = 0$ rezultă

$$n = n_f e^{-\frac{t}{T_\Sigma}}$$

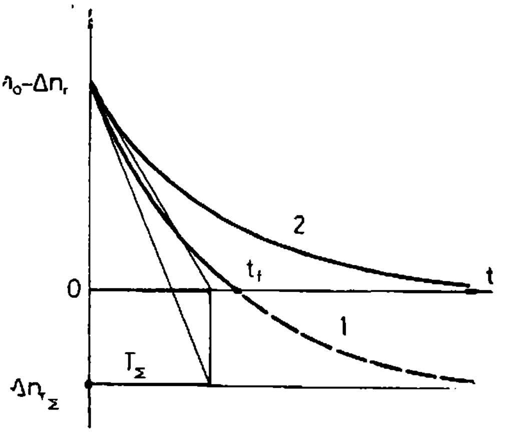


Fig. 4.53. Curba $n(t)$ la frînare dinamică cu neglijarea procesului tranzitoriu electric.

(caracteristica 2 din fig. 4.53). Caracteristica 1 este valabilă pînă la $t = \infty$ şi turaţia schimbă sensul tinzînd la $-\Delta n_{r\Sigma}$ la un cuplu $M_r \neq 0$ şi orientat în acelaşi sens şi după reversare; dacă cuplul M_r se opune rotaţiei în ambele sensuri, trebuie considerată doar porţiunea reprezentată continuu a caracteristicii.

Introducînd în (4.75) $n = 0$, rezultă *timpul de frînare* pînă la oprire

$$t_f = T_\Sigma \ln \frac{n_0 - \Delta n_r + \Delta n_{r\Sigma}}{\Delta n_{r\Sigma}} \tag{4.76}$$

Se vede că la frînarea cu $M_r = 0$, rezultă $t_f = \infty$ (practic se ia $t_f = (4 - 5)T_\Sigma$).

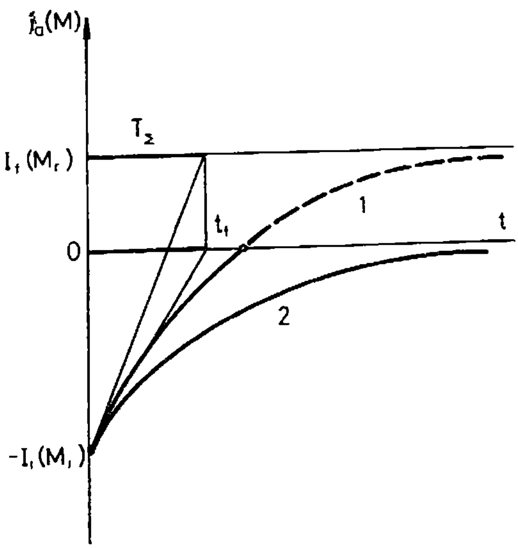


Fig. 4.54. Curba $i_a(t)$ la frînarea dinamică cu neglijarea procesului tranzitoriu electric.

Curba de variație a curentului $i_a = f(t)$ se deduce din (4.42) cu înlocuirea lui T prin T_Σ. Introducînd condiția la $t = 0$ $i_a = -\dfrac{K_e n_f \Phi}{R + R_s} = -I_i$, se obține ca și la frînarea contracurent

$$i_a = I_f\left(1 - e^{-\frac{t}{T_\Sigma}}\right) - I_i e^{-\frac{t}{T_\Sigma}} \tag{4.77}$$

Ecuației (4.77) îi corespunde curba 1 din fig. 4.54 cu aceleași observații ca la curba $n = f(t)$ pentru porțiunea reprezentată punctat; la frînarea cu $M_r = 0$, trebuie luat în (4.77), $I_f = 0$ (curba 2 din fig. 4.54).

Curbele $i_a = f(t)$ reprezintă la altă scară și *cuplul electromagnetic* $M = f(t)$.

4.5.3. REGIMUL TRANZITORIU AL MOTORULUI DE CURENT CONTINUU ÎN CAZUL GENERAL

Mai sus s-au analizat diverse aspecte ale regimului tranzitoriu din motoarele de curent continuu, la neglijarea procesului tranzitoriu electric. În sistemele în care constantele de timp T_a, T sînt de valori apropiate sau cînd se modifică și curentul din înfășurarea de excitație, caracterizată în general prin o importanță constantă de timp, neglijarea procesului tranzitoriu electric poate conduce la abateri importante de la realitate. Analiza comportării motorului în acest caz, trebuie făcută în baza sistemului de ecuații (3.41), modificat cum se arată în continuare.

În ecuația de mișcare cuplul M_r de la arbore se exprimă în forma

$$M_r = F\Omega + m_s \tag{4.78}$$

Prin $F\Omega$ s-a notat cuplul frecărilor mecanice ale motorului și cuplul datorat pierderilor în fier (s-a considerat pentru simplificare această dependență lineară cu viteza unghiulară a rotorului, admisibilă în cazul vitezelor mici; în realitate coeficientul F, numit *coeficient de frecare vîscoasă*, la variația turației în limite largi, se modifică și are în general o lege de variație complicată cu turația) iar m_s reprezintă cuplul datorat sarcinii (oarecare în regim dinamic) de la arborele motorului.

Ecuația de tensiuni pentru circuitul de excitație, se transformă cu separarea componentelor de dispersie și principale ale fluxului de excitație.

$$\Psi_e = L_e i_e = \Psi_{e\sigma} + \Psi_{eh} \tag{4.79}$$

Dar $\Psi_{eh} = L_{eh} i_e = c\Phi = cf(i_e)$ (unde Φ este fluxul polar al mașinii, iar c o constantă), se modifică nelinear (după caractristica de mers în gol) cu excitația mașinii și inductivitatea L_{eh} este un parametru variabil cu i_e. Se notează L_{eh0}, inductivitatea maximă corespunzătoare porțiunii lineare a caracteristicii de gol (mașinii nesaturate) și se introduce raportul $K_s = \dfrac{L_{eh}}{L_{eh0}}$, dintre inductivitatea corespunzătoare unui curent de excitație oarecare și

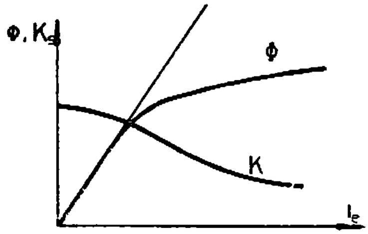


Fig. 4.55. Fluxul polar şi factorul de saturaţie în funcţie de curentul de excitaţie.

inductivitatea corespunzătoare maşinii nesaturate, numit *factor de saturaţie* (curba $K_s(i_e)$ este reprezentată în fig. 4.55).

Rezultă

$$\Psi_{eh} = c\Phi = L_{eh0} \frac{L_{eh}}{L_{eh0}} i_e = L_{eh0} K_s i_e \tag{4.80}$$

Notînd şi $\Psi_{e\sigma} = L_{e\sigma}\, i_e$ unde inductivitatea $L_{e\sigma}$ este o constantă, se obţine ecuaţia de tensiuni pentru circuitul de excitaţie

$$u_{ex} = R_E i_e + L_{e\sigma} \frac{\mathrm{d}i_e}{\mathrm{d}t} + L_{eh0} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(K_s i_e) \tag{4.81}$$

Caracteristica

$$K_s i_e = \frac{c}{L_{eh0}} f(i_e) = K' f(i_e)$$

reprezintă la altă scară curba de gol şi astfel se pune în evidenţă în ecuaţii, starea de saturaţie a maşinii.

În baza relaţiei (4.80) se elimină Φ peste tot din sistemul (4.31).

Avem

$$u_e = -K_e n\Phi = -K_e \frac{\Omega}{2\pi}\Phi = -K_M \Omega\Phi = -K_m \frac{L_{eh0}}{c}\Omega K_s i_e = -M_{h0} K_s i_e \Omega, \tag{4.82}$$

unde $M_{h0} = \frac{L_{eh0}}{c} K_M$.

Analog

$$M = K_M \Phi i_a = K_M \frac{\psi_{eh}}{c} i_a = K_M \frac{L_{eh0}}{c} K_s i_e i_a = M_{h0} K_s i_e i_a \tag{4.83}$$

Pe această bază ecuaţiile (4.31) capătă forma

$$\left.\begin{aligned} u_a &= R i_a + L_a \frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t} + M_{h0} K_s i_e \Omega \\ u_{ex} &= R_E i_e + L_{e\sigma} \frac{\mathrm{d}i_e}{\mathrm{d}t} + L_{eh0} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(K_s i_e) \\ M_{h0} K_s i_e i_a &= J \frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t} + F\Omega + m_s \\ M &= M_{h0} K_s i_e i_a \\ K_s i_e &= K' f(i_e) \end{aligned}\right\} \tag{4.84}$$

În sistemul de ecuaţii (4.84) ce defineşte comportarea în regim dinamic a motorului de curent continuu, se consideră *mărimi de intrare (mărimi cunoscute)*, tensiunile de alimentare ale înfăşurărilor indusului şi de excitaţie, u_a, u_{ex} şi cuplul m_s al sarcinii. Se consideră cunoscută de asemenea curba $K_s i_e = K'f(i_e)$ şi parametrii maşinii (rezistenţe, inductivităţi) precum şi momentul de inerţie J şi coeficientul de frecări F. *Mărimile de ieşire*, cu modul de variaţie în timp de determinat sînt i_e, i_a, Ω.

Sistemul de ecuaţii este nelinear ca urmare a apariţiei factorului de saturaţie K_s şi a produselor $i_e i_a$, $i_e\Omega$, de termeni variabili în general în timp. Soluţionarea prin metode uzuale, este posibilă în cazuri particulare şi ipoteze simplificatoare de calcul; pentru rezolvarea cazului general se stabileşte o *schemă structurală (schemă-bloc)* care să reprezinte sistemul ecuaţiilor şi care să poată fi transpusă pe un calculator analogic.

Introducînd operatorul $p = \frac{d}{dt}$, ecuaţiile (4.84) devin

$$\begin{aligned} u_a &= (R + pL_a)i_a + M_{h0}K_s i_e\Omega \\ u_{ex} &= (R_E + pL_{e\sigma})i_e + L_{eh0}pK_s i_e \\ M_{h0}K_s i_e i_a &= (F + Jp)\Omega + m_s \\ K_s i_e &= K'f(i_e); \end{aligned} \tag{4.85}$$

se evidenţiază mărimile de ieşire în forma

$$\begin{aligned} K_s i_e &= \frac{u_{ex} - (R_E + pL_{e\sigma})i_e}{pL_{eh0}} = \frac{R_E + pL_{e\sigma}}{pL_{eh0}}\left(\frac{u_{ex}}{R_E + pL_{e\sigma}} - i_e\right) \\ i &= \frac{u_a - M_{h0}K_s i_e\Omega}{R + pL_a} \quad \Omega = \frac{M_{h0}K_s i_e i_a - m_s}{F + pJ} \end{aligned} \tag{4.86}$$

Se construiesc schemele bloc parţiale pentru fiecare din ecuaţiile (4.86) şi pe baza lor, modelul matematic al maşinii de curent continuu în regim de motor.

a. Se neglijează saturaţia ($K_s = 1$) şi inductivitatea de dispersie a înfăşurării de excitaţie ($L_{e\sigma} = 0$). Rezultă

$$i_e = \frac{u_{ex}}{R_E + pL_{eh0}} \tag{4.87}$$

$$i_a = \frac{u_a - M_{h0}i_e\Omega}{R + pL_a} \tag{4.88}$$

$$\Omega = \frac{M_{h0}i_e i_a - m_s}{F + J_p} \tag{4.89}$$

Schema bloc parţială corespunzătoare ecuaţiei (4.87) este reprezentată în fig. 4.56, *a*, sau, ceea ce este acelaşi lucru în fig. 4.56, *b*, unde elementul notat prin Σ este un element de însumare a mărimilor de intrare, fiecare luată cu semnul ei.

Schemele bloc parţiale corespunzătoare ecuaţiilor (4.88), (4.89) sînt reprezentate respectiv în fig. 4.57 şi fig. 4.58 unde elementul notat prin π este un element de multiplicare a mărimilor de intrare, fiecare cu semnul ei.

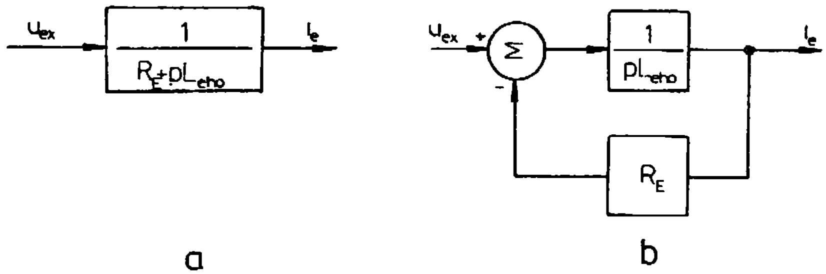


Fig. 4.56. Schemele bloc corespunzătoare ecuației (4.87).

Din cuplarea schemelor parțiale, se obține schema-bloc (modelul matematic) al motorului de curent continuu din fig. 4.59.

Schema-bloc din fig. 4.59 poate fi transpusă sub forma unei scheme de legături pentru un calculator analogic în mod convenabil, întrucît operatorul p apare doar ca $\frac{1}{p}$ (ceea ce corespunde unei integrări) și în consecință sînt necesare doar elemente de integrare.

b. Se consideră saturația ($K_s \neq 1$) și $L_{eo} \neq 0$.

Observăm că în (4.85) operatorul p trebuie aplicat și asupra lui $K_s \neq$ ct. În general se neglijează însă termenul rezultat din derivarea lui K_s, întrucît eroarea este neglijabilă. Schemele-bloc parțiale corespunzătoare ecuațiilor (4.86) au respectiv forma din fig. 4.60.

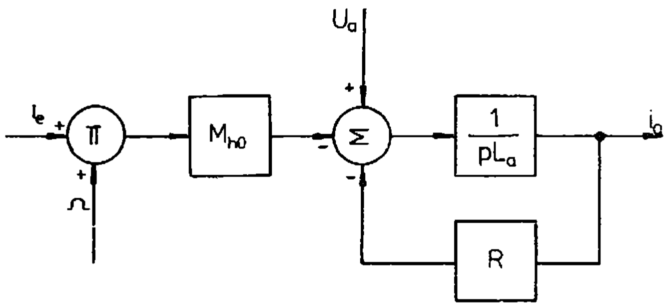


Fig. 4.57. Schema bloc parțială corespunzătoare ecuației (4.88).

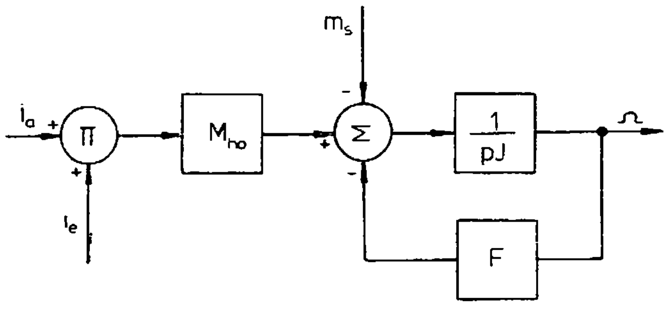


Fig. 4.58. Schema bloc parțială corespunzătoare ecuației (4.89).

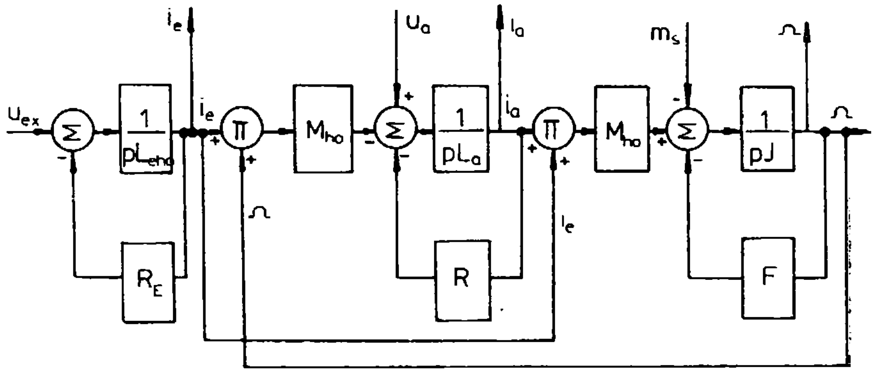


Fig. 4.59. Modelul matematic simplificat al motorului de curent continuu.

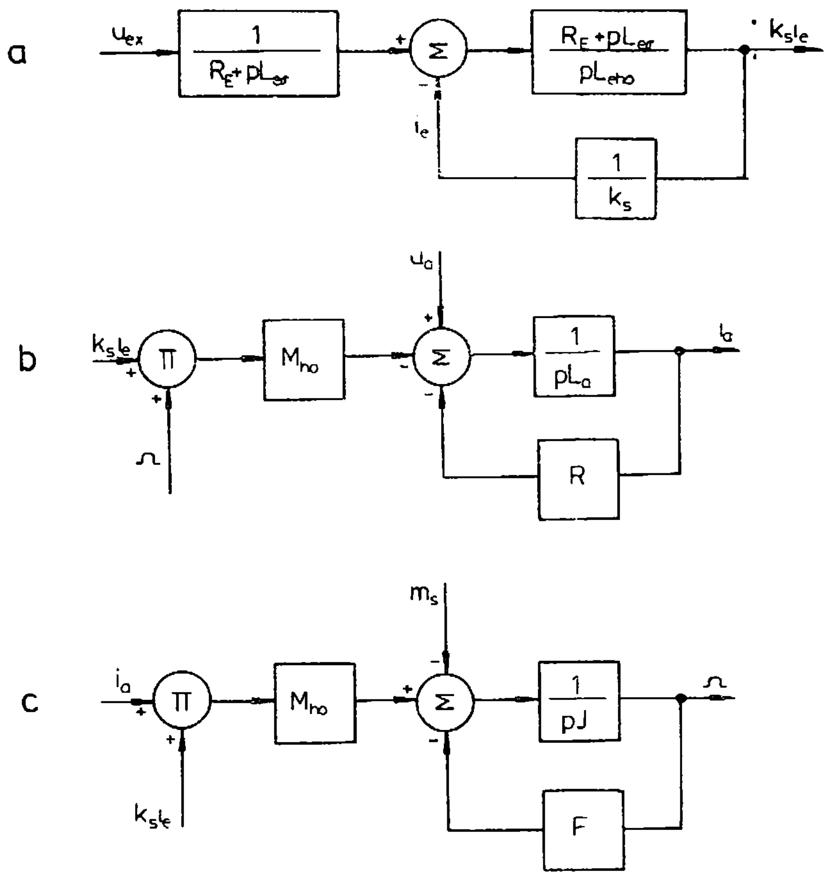


Fig. 4.60. Scheme bloc parţiale corespunzătoare ecuaţiilor (4.86).

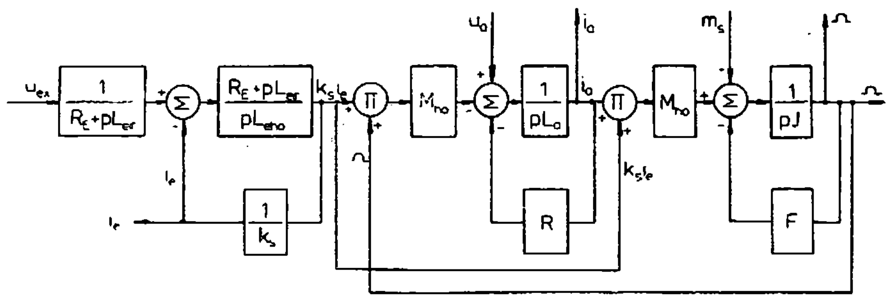


Fig. 4.61. Modelul matematic al motorului de curent continuu la considerarea saturației și dispersiei înfășurării de excitație.

Modelul matematic al motorului de curent continuu la considerarea saturației, obținut prin cuplarea schemelor parțiale este reprezentat în fig. 4.61.

Modelarea pe calculatorul analogic a curbei $\frac{1}{K_s}$ se face prin intermediul unui generator de funcții neliniare; dacă procesul tranzitoriu se desfășoară în jurul unui punct stabil de funcționare, se poate lua K_s = ct, cel corespunzător punctului considerat și dispare nelinearitatea introdusă de K_s.

Cazuri particulare

1. *Regimul dinamic al motorului de curent continuu cu excitație separată, comandat prin circuitul de excitație la $i_a = I_a$ = ct.* Se neglijează saturația ($K_s = 1$). Ecuațiile regimului dinamic sînt:

$$\begin{aligned} u_{ex} &= R_E + pL_e \\ M_{h0} i_e I_a &= (F + pJ)\Omega + m_s \end{aligned} \tag{4.90}$$

Eliminînd curentul i_e rezultă

$$u_{ex} \frac{M_{h0} I_a}{R_E + pL_e} - m_s = (F + pJ)\Omega \tag{4.91}$$

Modelul matematic al motorului comandat prin circuitul de excitație, corespunzător ecuației (4.91) este reprezentat în fig. 4.62, *a* sau în formă restrînsă în fig. 4.62, *b*; s-a notat $T_e = \frac{L_e}{R_E}$, constanta de timp a circuitului de excitație și $T_m = \frac{J}{F}$, constanta mecanică de timp.

Se observă că la o modificare a tensiunii de comandă u_{ex}, variația mărimii de ieșire Ω este condiționată de cele două constante de timp; la o modificare a lui m_s, variația vitezei în timp este dependentă doar de T_m.

2. *Regimul dinamic al motorului de curent continuu cu excitație separată, comandat prin circuitul indusului la $i_e = I_e$ = ct.* Se neglijează saturația. Mărimea

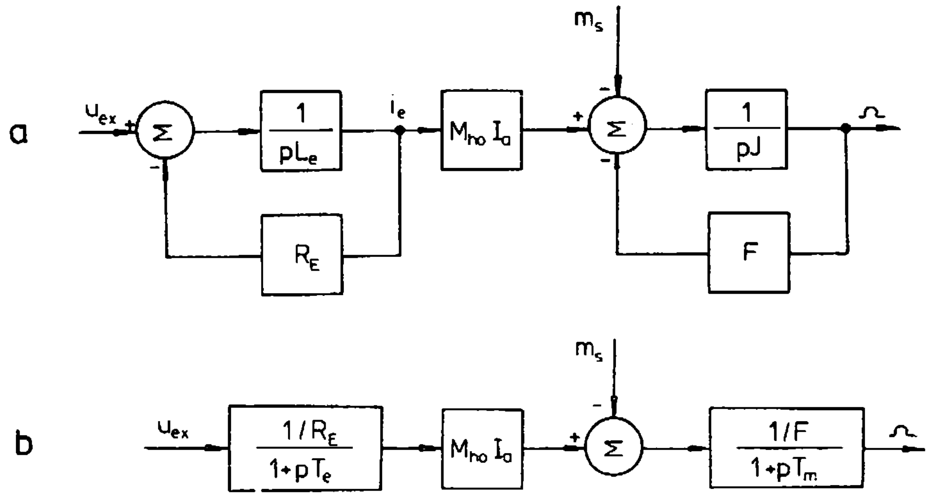


Fig. 4.62. Schemele bloc corespunzătoare regimului dinamic al motorului de curent continuu cu excitaţie separată, comandat prin circuitul de excitaţie la $i_a =$ ct.

de intrare este tensiunea u_a, mărimea de ieşire viteza unghiulară Ω a motorului. Avem

$$u_a = (R + pL_a)i_a + M_{h0}I_e\Omega$$
$$M_{h0}I_e i_a = (F + pJ)\Omega + m_s \tag{4.92}$$

de unde

$$i_a = \frac{u_a - M_{h0}I_e\Omega}{R + pL_a}; \quad \Omega = \frac{M_{h0}I_e i_a - m_s}{F + pJ} \tag{4.93}$$

Schema-bloc a motorului dedusă în baza relaţiilor (4.93) este de forma din fig. 4.63.

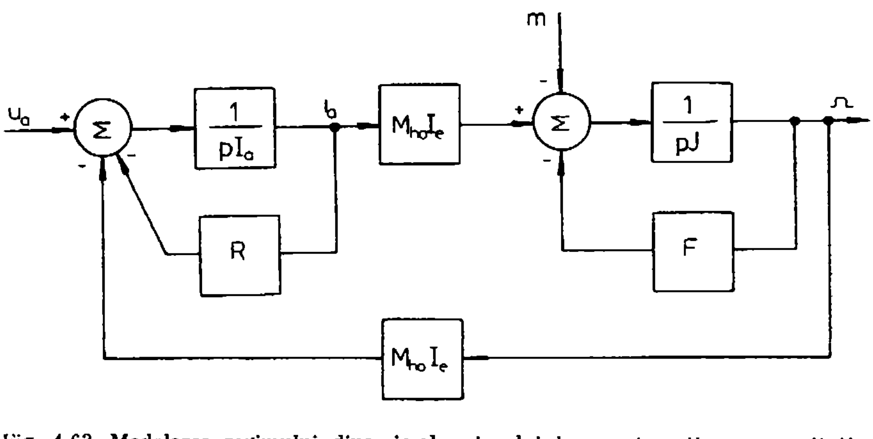


Fig. 4.63. Modelarea regimului dinamic al motorului de curent continuu cu excitaţie separată, comandat prin circuitul indusului la $i_e =$ ct.

Un sistem de ecuaţii de forma (4.31) se poate stabili şi pentru regimul dinamic al maşinii de curent continuu funcţionînd ca generator sau frînă electromagnetică. În consecinţă, comportarea maşinii poate fi urmărită cu un nivel ridicat de precizie prin intermediul schemelor bloc corespunzătoare, ce se transpun pentru rezolvare pe un calculator analogic[1]. În capitolele următoare analiza performanţelor maşinilor de curent continuu în regim dinamic, se va face pe acestă cale.

[1] Pentru detalii a se vedea [9 I].

5. MAȘINA DE INDUCȚIE

5.1. GENERALITĂȚI

Este mașina de curent alternativ cea mai robustă și sigură în exploatare și din acest motiv, larg utilizată. Se realizează într-o gamă mare de puteri de la cîțiva wați la zeci de megawați.

Regimul de funcționare de bază este cel de motor.

5.1.1. ELEMENTE CONSTRUCTIVE

Din punct de vedere constructiv mașina de inducție prezintă (fig. 5.1, *a*) o parte fixă *statorul* ce joacă în mod normal rol de *inductor*, în care se plasează *înfășurarea primară* 2, monofazată sau polifazată (trifazată de regulă), într-un strat sau două straturi (de regulă cu pas scurtat), și o parte mobilă *rotorul*, în care se plasează *înfășurarea secundară* (a indusului) 4.

Înfășurarea rotorică este trifazată (ca în fig. 5.1, *a*), sau polifazată (de regulă în două straturi cu pas diametral) și conectată la inelele de contact 9 plasate pe arborele 5 al mașinii. Mașina se zice că este în construcție cu *rotor bobinat* sau cu *rotor cu inele*. Dacă înfășurarea rotorică se reduce la o serie de bare (din aluminiu, cupru, bronz, alamă etc.) echidistante, plasate în crestături și scurtcircuitate la capete prin inele, mașina este de tipul cu *rotorul în scurtcircuit* sau cu *rotorul în colivie*. Mașinile cu rotor în colivie sînt mai simple și mai ieftine și din acest motiv cînd nu se impun condiții speciale se apelează la această formă constructivă.

Miezul feromagnetic statoric 1 se realizează din tole de oțel electrotehnic de 0,5 mm izolate.

Miezul rotoric 3 se realizează tot din tole de oțel electrotehnic izolate sau neizolate.

Întrefierul este constant pe periferia mașinii și variază între 0,2—2 mm, mai mic la mașinile de putere redusă. Crestăturile în care se plasează înfășurările, semideschise sau deschise (la mașinile de tensiuni ridicate) distribuite uniform, sînt practicate la periferia dinspre întrefier a armăturilor feromagnetice cilindrice 1 și 3.

Prin intermediul unor perii ce calcă pe inelele 9, legăturile de la rotorul bobinat sînt scoase la o placă de borne și pe această cale înfășurarea mobilă rotorică se poate conecta peste reostatul de pornire sau reglare, la o sursă

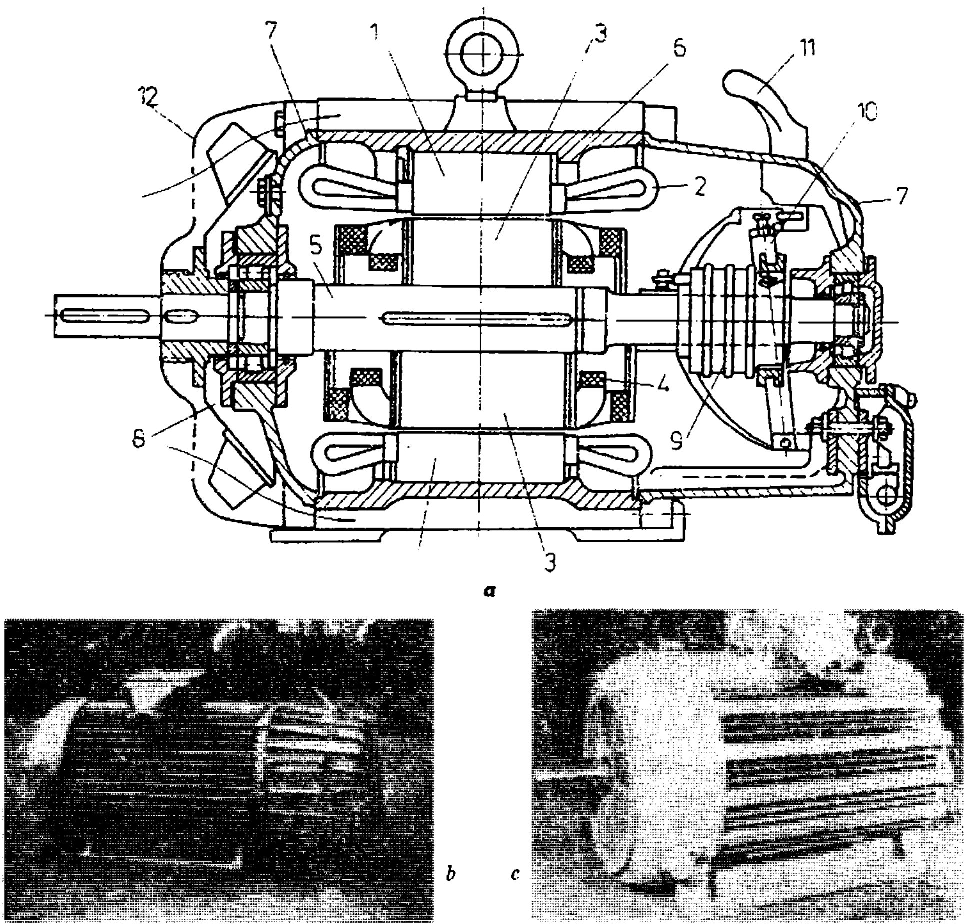


Fig. 5.1. *a* – elementele constructive ale unei mașini de inducție cu rotor bobinat: *b*, *c* — mașini de inducție închise, respectiv cu rotor bobinat și cu rotor în scurtcircuit.

de tensiune și frecvență date în cazul dublei alimentări etc. Întrucît de regulă înfășurarea rotorică este trifazată, pe rotor sînt necesare trei inele izolate relativ și față de arbore, la care se conectează capetele de început ale fazelor. Prin 10 s-a notat un *dispozitiv de ridicare a periilor și de scurtcircuitare a înfășurării rotorice* (funcționarea cu înfășurarea rotorului în scurtcircuit este frecventă și din acest motiv pentru a evita uzura periilor prin frecare, acestea sînt ridicate de pe inele).

Acționarea dispozitivului 10 se realizează prin intermediul manetei 11.

În fig. 5.1, *a* se mai disting *scuturile* 7 în care sînt fixate lagărele cu rulmenți, *ventilatorul* 8, capacul ventilatorului 12 etc.

În fig. 5.1, *b*, 5.1, *c* sînt prezentate două mașini de inducție în construcție închisă, cu ventilația exterioară a carcasei, respectiv cu rotorul bobinat (se observă și maneta ridicătorului de perii) și cu rotorul în scurtcircuit[1].

[1] Pentru detalii constructive a se vedea [3], [24 I], [24 IV], [27].

5.1.2. PRINCIPIUL DE FUNCŢIONARE

La alimentarea înfăşurării m_1 — fazate simetrice statorice cu un sistem simetric sinusoidal de tensiuni de pulsaţie ω, în maşină se stabileşte un cîmp magnetic învîrtitor de turaţie (§ 2.3.1.).

$$n_1 = \frac{f_1}{p} \tag{5.1}$$

numită *turaţie de sincronism*.

Acesta induce în înfăşurare m_2 — fazată rotorică presupusă că roteşte cu turaţia n, pozitivă în sensul cîmpului învîrtitor, o tensiune electromotoare de frecvenţă

$$f_2 = pn_2 \tag{5.2}$$

unde

$$n_2 = n_1 - n$$

este turaţia cîmpului învîrtitor faţă de rotor.

Asupra curentului de frecvenţă f_2 indus în înfăşurarea rotorică, se exercită o forţă electromagnetică $\bar{F}$ şi în consecinţă maşina dezvoltă un cuplu electromagnetic M. Regimurile de funcţionare ce pot interveni sînt legate de turaţia n.

Pentru $0 < n < n_1$ (fig. 5.2, *a*) maşina dezvoltă un cuplu electromagnetic M în sensul cîmpului magnetic învîrtitor. Dacă cuplul rezistent la arborele maşinii este nul, rotorul este antrenat pînă la o turaţie apropiată de turaţia n_1. Desigur, dacă maşina este oprită, rotorul intră în turaţie doar dacă cuplul electromagnetic dezvoltat la $n = 0$, depăşeşte cuplul rezistent de la arbore. La un cuplu rezistent $M_r \neq 0$, turaţia n se fixează la o valoare pentru care $M = M_r$. Maşina absoarbe din reţea o putere activă şi efectuează la arbore un lucru mecanic. Este *regimul de motor* al maşinii de inducţie.

La $n = n_1$, cuplul $M = 0$ întrucît rotorul este într-o poziţie relativă fixă faţă de cîmpul învîrtitor şi tensiunea electromotoare indusă este nulă. Maşina nu poate funcţiona cu această turaţie decît dacă este antrenată de un alt motor.

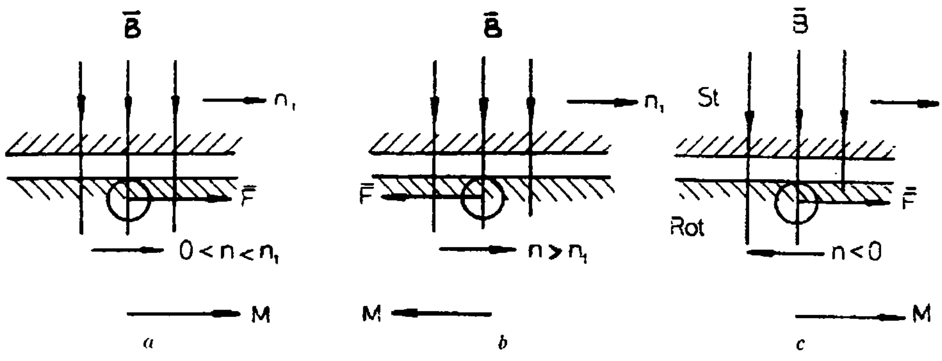


Fig. 5.2. Principiul de funcţionare al maşinii de inducţie : *a* — regim de motor ; *b* — regim de generator ; *c* — regim de frînă.

Dacă turaţia motorului de antrenare este astfel că $n > n_1$, forţa electromagnetică $\bar{F}$ şi cuplul electromagnetic M schimbă de sens (fig. 5.2, *b*), sînt opuse rotaţiei. Această turaţie se obţine doar dacă cuplul la arbore este activ. Maşina primeşte putere mecanică şi o transformă prin intermediul cîmpului electromagnetic în putere electrică pe care o cedează reţelei de alimentare. Este *regimul de generator* al maşinii de inducţie.

Pentru $n < 0$ (fig. 5.2, *c*) maşina dezvoltă un cuplu electromagnetic M în sensul lui n_1, deci absoarbe putere electrică din reţeaua de alimentare. Cum n şi M sînt de sensuri opuse, rezultă că la arborele maşinii este aplicat un cuplu activ. Maşina apare dublu alimentată, primeşte atît putere electrică pe la borne, cît şi putere mecanică pe la arbore. Este *regimul de frînă electromagnetică* al maşinii.

În ecuaţiile maşinii de inducţie nu intervine direct turaţia n a rotorului, ci o mărime s definită de relaţia

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \tag{5.3}$$

numită *alunecare*. Ţinînd cont de relaţia (5.3) maşina funcţionează ca motor pentru $0 < s < 1$, ca generator pentru $s < 0$ şi ca frînă electromagnetică pentru $s > 1$.

Pentru frecvenţa tensiunii indusă în rotor se obţine

$$f_2 = p(n_1 - n) = \frac{n_1 - n}{n_1} pn_1 = sf_1 \tag{5.4}$$

Înfăşurarea indusului (rotorică) este simetrică, m_2 — fazată în general şi dimensionată pentru acelaşi număr de poli ca şi statorul. Tensiunile electromotoare induse şi curenţii ce se stabilesc formează în consecinţă sisteme simetrice de pulsaţie

$$\omega_2 = 2\pi f_2 = s\omega_1$$

Conform § 2.3.1. unda solenaţiei înfăşurării rotorice roteşte faţă de acesta cu o turaţie

$$n_2 = f_2/p$$

Dar (5.2), $n_2 + n = n_1$ şi în consecinţă undele solenaţiilor înfăşurărilor din stator şi rotor, rotesc în spaţiu cu aceeaşi turaţie n_1 şi pentru o turaţie dată n a indusului, ocupă o pozţie relativă fixă. Cîmpul magnetic învîrtitor rezultant în întrefier, este determinat de solenaţia rezultantă, sumă a solenaţiilor înfăşurărilor.

Observăm că la trecerea din regim de motor în generator, cea care schimbă de semn este componenta activă a puterii de la bornele maşinii. Indiferent de regimul de funcţionare maşina de inducţie este un receptor de putere reactivă necesară producerii cîmpului magnetic.

5.2. ECUAŢIILE MAŞINII DE INDUCŢIE

Se presupune că maşina de inducţie este alimentată cu un sistem simetric sinusoidal de tensiuni, că este nesaturată şi că toate înfăşurările sînt repartizate sinusoidal şi simetric pe pasul polar. În acest caz ideal şi curenţii înfăşurărilor statorice şi rotorice formează sisteme sinusoidale simetrice şi cîmpul învîrtitor rezultant din întrefier devine circular.

Considerarea doar a armonicilor fundamentale de timp şi spaţiu, este justificată de faptul că acestea condiţionează direct procesele de bază din maşină, armonicile superioare de timp din curbele tensiunilor şi curenţilor şi de spaţiu din curbele solenaţiilor înfăşurărilor, condiţionează procese secundare din maşină şi efectul lor poate fi analizat separat.

Fie maşina de inducţie trifazată cu axele fazelor ca în fig. 2.47. Înfăşurarea de fază statorică prezintă rezistenţa R_1 şi inductivităţile în cîmpul rezultant $L_{s\sigma}$, L_{sh}, L_s definite ca în § 2.6.3.1. Analog, parametrii unei înfăşurări de fază rotorice sînt rezistenţa R_2 şi inductivităţile $L_{r\sigma}$, L_{rh}, L_r.

La asocierea sensurilor pozitive corespunzător receptorului pentru înfăşurările statorice şi sursei pentru înfăşurările rotorice, se obţin ecuaţiile de tensiuni în complex (2.92), (2.93)

$$\underline{u}_s = R_1\underline{i}_s + \frac{d\underline{\psi}_s}{dt}$$
$$\underline{u}_r = -R_2\underline{i}_r - \frac{d\underline{\psi}_r}{dt} \qquad (5.5)$$

scrise în sistemele de axe ale statorului respectiv rotorului, cu axele reale suprapuse axelor fazelor A respectiv a.

Se descompun fluxurile $\underline{\psi}_s$, $\underline{\psi}_r$ în componentele principale şi de dispersie.

$$\underline{\psi}_s = \underline{\psi}_{s\sigma} + \underline{\psi}_{sh}\,; \qquad \underline{\psi}_r = \underline{\psi}_{r\sigma} + \underline{\psi}_{rh}$$

sau ţinînd cont de § 2.6.3.1.

$$\underline{\psi}_s = L_s\underline{i}_s + \underline{\psi}_{sh}\,; \qquad \underline{\psi}_r = L_r\underline{i}_r + \underline{\psi}_{rh} \qquad (5.6)$$

unde

$$\underline{\psi}_{sh} = L_{sh}\underline{i}_s + M\underline{i}_r e^{j\beta}$$
$$\underline{\psi}_{rh} = L_{rh}\underline{i}_r + M\underline{i}_s e^{-j\beta} \qquad (5.7)$$

Cîmpul magnetic rezultant în întrefier este produs de solenaţia rezultantă a înfăşurărilor maşinii. Notînd

$$\underline{\vartheta}_s = \frac{2}{3}(\vartheta_A + a\vartheta_B + a^2\vartheta_C)\,; \quad \underline{\vartheta}_r = \frac{2}{3}(\vartheta_a + a\vartheta_b + a^2\vartheta_c)$$

vectorii complecşi reprezentativi ai solenaţiilor înfăşurărilor statorică respectiv rotorică, se obţine pentru solenaţia rezultantă a maşinii în sistemul de axe statoric $\underline{\vartheta}_{01}$, o expresie analoagă cu (2.88)

$$\underline{\vartheta}_{01} = \underline{\vartheta}_s + \underline{\vartheta}_r e^{j\beta} \qquad (5.8)$$

Vectorul reprezentativ al solenaţiei rezultante ϑ_{01}, corespunde unor curenţi i_{A0}, i_{B0}, i_{C0}, care stabiliţi în înfăşurarea statorică înfăşurarea rotorică fiind deschisă, produc în întrefier acelaşi cîmp magnetic ca şi în cazul real. Pe această bază, prima ecuaţie din (5.7) obţine forma

$$\underline{\psi}_{sh} = L_{sh}\underline{i}_{01} \tag{5.8'}$$

unde

$$\underline{i}_{01} = \frac{2}{3}(i_{A0} + ai_{B0} + a^2 i_{C0}) \tag{5.9}$$

La variaţia sinusoidală a tensiunilor, curenţilor, fluxurilor şi solenaţiilor fazelor se poate scrie (rel. 2.73)

$$\underline{U}_s = \underline{U}_1 e^{j\omega_1 t}, \quad \underline{i}_s = \underline{I}_1 e^{j\omega_1 t}, \quad \underline{i}_{01} = \underline{I}_{01} e^{j\omega_1 t}, \quad \underline{\psi}_{s\sigma} = L_{s\sigma}\underline{I}_1 e^{j\omega_1 t},$$
$$\underline{\psi}_{sh} = \underline{\Psi}_{1h} e^{j\omega_1 t}, \quad \underline{\vartheta}_s = \underline{\theta}_1 e^{j\omega_1 t}, \quad \underline{\vartheta}_{01} = \underline{\theta}_{01} e^{j\omega_1 t}$$

respectiv

$$\underline{u}_r = \underline{U}_2 e^{j\omega_1 t}, \quad \underline{i}_r = \underline{I}_2 e^{j\omega_1 t}, \quad \underline{\psi}_{r\sigma} = L_{r\sigma}\underline{I}_2 e^{j\omega_1 t},$$
$$\underline{\psi}_{rh} = \underline{\Psi}_{2h} e^{j\omega_1 t}, \quad \underline{\vartheta}_r = \underline{\theta}_2 e^{j\omega_1 t}$$

Inlocuind valorile găsite în (5.5), după simplificări se obţine

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_1\underline{I}_1 + jL_{1\sigma}\omega_1\underline{I}_1 + j\omega_1\underline{\Psi}_{1h} \\ \underline{U}_2 &= -R_2\underline{I}_2 - j\omega_2 L_{2\sigma}\underline{I}_2 - j\omega_2\underline{\Psi}_{2h} \end{aligned} \tag{5.10}$$

unde pentru simetria scrierii s-a notat $L_{s\sigma} = L_{1\sigma}$, $L_{r\sigma} = L_{2\sigma}$.

Ecuaţiile (5.10) corespund unei faze statorice respectiv rotorice ca şi cum ar fi independente. Acest lucru era de aşteptat întrucît la regimul sinusoidal simetric analizat, încărcarea pe faze este aceeaşi. În consecinţă, pentru urmărirea comportării unei maşini de inducţie, este suficient să se considere cîte o fază din stator şi rotor şi ecuaţiile (5.10) sînt valabile indiferent că maşina este trifazată sau polifazată.

Observînd că $\beta = \omega t + \beta_0$ ecuaţia (5.8) pentru solenaţii capătă forma

$$\underline{\theta}_{01} = \underline{\theta}_1 + \underline{\theta}_2 e^{j\beta}. \tag{5.11}$$

Relaţia (5.11) este valabilă şi în cazul general al înfăşurărilor polifazate simetrice egal solicitate. Înfăşurările reale ale maşinii nu sînt repartizate sinusoidal. Conform convenţiei, vom avea în vedere doar armonica fundamentală de spaţiu. Ţinînd cont de expresia generală (2.49), pentru amplitudinea armonicii fundamentale a solenaţiei unei înfăşurări polifazate simetrice, ecuaţia (5.11) devine

$$\underline{I}_{01} = \underline{I}_1 + \frac{m_2 N_2 K_{B2}}{m_1 N_1 K_{B1}}\underline{I}_2 e^{j\beta_0} = \underline{I}_1 + \frac{1}{K_I}\underline{I}_2 e^{j\beta_0} \tag{5.12}$$

unde

$$K_I = \frac{m_1 N_1 K_{B1}}{m_2 N_2 K_{B2}} \tag{5.13}$$

este *raportul de transformare al curenţilor* maşinii de inducţie.

Se notează

$$\underline{U}_{e1} = -j\omega_1\underline{\Psi}_{1h}, \quad \underline{U}_{e2s} = -j\omega_2\underline{\Psi}_{2h} \tag{5.14}$$

tensiunile electromotoare induse de cîmpurile principale în înfăşurările maşinii. Ţinînd cont de ecuaţia (5.8')

$$\underline{\Psi}_{1h} = L_{sh}\underline{I}_{01}$$

şi tensiunea electromotoare $\underline{U}_{e1}$ se obţine de forma

$$\underline{U}_{e1} = -j\omega_1 L_{sh}\underline{I}_{01} = -jX_{1m}\underline{I}_{01} \tag{5.15}$$

unde

$$X_{1m} = \omega_1 L_{sh} \tag{5.16}$$

este *reactanţa de magnetizare* corespunzătoare cîmpului magnetic principal al maşinii.

Considerînd solenaţia rezultantă a maşinii în sistemul de axe rotoric, se obţine

$$\underline{\vartheta}_{02} = \underline{\vartheta}_r + \underline{\vartheta}_s e^{-j\beta}$$

şi corespunzător, curentul total al maşinii (stabilit în rotor)

$$\underline{I}_{02} = \underline{I}_2 + \underline{I}_1 e^{-j\beta_0} \frac{m_1 N_1 K_{B_1}}{m_2 N_2 K_{B_2}}$$

sau ţinînd cont de (5.12)

$$\underline{I}_{02} = K_I \underline{I}_{01} e^{-j\beta_0} \tag{5.17}$$

Introducînd ca mai sus $\underline{\psi}_{rh0} = L_{rh}\underline{i}_{02}$ se obţine

$$\underline{\Psi}_{2h} = L_{rh}\underline{I}_{02} = K_I L_{rh}\underline{I}_{01}e^{-j\beta_0}$$

şi t.e.m. rotorică $\underline{U}_{e_2s}$ dată de (5.14) capătă forma

$$\underline{U}_{e_2s} = -j\omega_2 L_{rh} K_I \underline{I}_{01} e^{-j\beta_0} = -js\omega_1 L_{rh} K_I \underline{I}_{01} e^{-j\beta_0} \tag{5.18}$$

Înmulţind şi împărţind în (5.18) cu L_{sh} şi ţinînd cont de (5.15) se obţine

$$\underline{U}_{e_2s} = s\frac{L_{rh}}{L_{sh}} K_I \underline{U}_{e_1} e^{-j\beta_0} \tag{5.19}$$

Întrucît se au în vedere armonicile fundamentale de spaţiu, inductivităţile L_{rh}, L_{sh} sînt date de expresii de forma (2.62). Ţinînd cont şi de expresia (5.13) pentru K_I, se obţine

$$K_E = \frac{L_{sh}}{L_{rh}}\frac{1}{K_I} = \frac{N_1 K_{B_1}}{N_2 K_{b_2}} \tag{5.20}$$

şi se defineşte ca *raportul de transformare al tensiunilor* maşinii de inducţie.

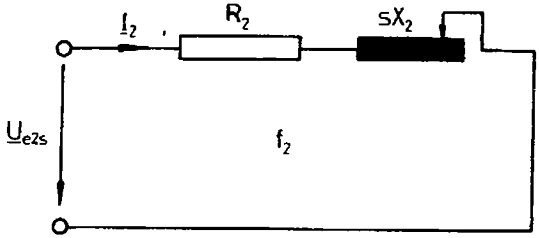


Fig. 5.3. Schema unei faze rotorice a mașinii de inducție.

Notînd

$$X_1 = \omega_1 L_{1\sigma}, \quad \underline{Z}_1 = R_1 + jX_1, \quad X_2 = \omega_1 L_{2\sigma},$$
$$X_{2s} = \omega_2 L_{2\sigma} = sX_2, \quad \underline{Z}_{2s} = R_2 + jX_{2s}, \tag{5.21}$$

ecuațiile mașinii de inducție obțin forma

$$\underline{U}_1 = \underline{Z}_1 \underline{I}_1 - \underline{U}_{e1} \qquad \underline{U}_{e1} = -jX_{1m}\underline{I}_{01}$$
$$\underline{U}_2 = -\underline{Z}_{2s}\underline{I}_2 + \underline{U}_{e2s} \qquad \underline{U}_{e2s} = \frac{s}{K_E}\underline{U}_{e1}e^{-j\beta_0} \tag{5.22}$$
$$\underline{I}_{01} = \underline{I}_1 + \frac{1}{K_I}\underline{I}_2 e^{j\beta_0}$$

În sistemul (5.22) ecuațiile în care intervine indicele s corespund frecvenței rotorice $f_2 = sf_1$. Dacă pentru simplificare se consideră $U_2 = 0$ (înfășurarea rotorică presupusă închisă în scurtcircuit), rotorul poate fi reprezentat prin circuitul din fig. 5.3. Se poate înlocui rotorul mașinii reale printr-un rotor imobil față de stator. Într-adevăr, împărțind prin s în ecuația de tensiuni rotorice se obține

$$\frac{\underline{U}_{e2s}}{s} = \underline{U}_{e2} = \underline{Z}_2 \underline{I}_2$$

unde (5.23)

$$\underline{Z}_2 = \frac{R_2}{s} + jX_2$$

și circuitul electric corespunzător ecuației (5.23) capătă forma (fig. 5.4, în care s-a înlocuit $R_2/s = R_2 + R_2\frac{1-s}{s}$). Curentul ce se stabilește este tot $\underline{I}_2$ dar frecvența proceselor este f_1.

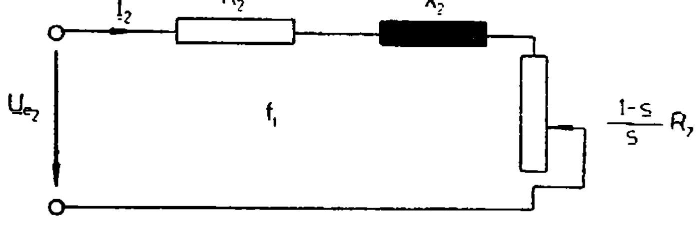


Fig. 5.4. Schema unei faze a rotorului echivalent.

Întrucît înfăşurarea reală rotorică, curentul prin înfăşurare şi defazajul dintre curentul înfăşurării şi tensiunea la borne s-au păstrat, rotorul calat primeşte din stator aceeaşi putere şi are aceeaşi energie a cîmpului lui magnetic ca şi rotorul real. Puterea primită de rotorul care se învîrteşte are două componente, o parte se transmite la arbore sub formă de putere mecanică P_{mec} şi o parte acoperă pierderile $p_{cu_2} = m_2 R_2 I_2^2$ pe rezistenţa înfăşurării. Din condiţia de egalitate a puterilor celor două rotoare rezultă

$$P_{mec} + m_2 R_2 I_2^2 = m_2 \frac{R_2}{s} I_2^2 = m_2 R_2 I_2^2 + m_2 R_2 \frac{1-s}{s} I_2^2 \tag{5.24}$$

Rezultă din (5.24) că puterea mecanică corespunzătoare rotorului real, poate fi determinată la utilizarea circuitului rotoric echivalent din fig. 5.4 prin pierderile pe rezistenţa

$$R_s = m_2 R_2 \frac{1-s}{s} \tag{5.25}$$

variabilă cu alunecarea numită *rezistenţă de sarcină*. Rotorul calat ce înlocuieşte în ecuaţii rotorul real şi pentru care este valabilă ecuaţia de tensiuni (5.23), se numeşte *rotorul echivalent* (din punct de vedere energetic) rotorului real. Sistemul de ecuaţii ce descrie comportarea maşinii de inducţie cu rotor calat, în cazul general ($U_2 \neq 0$) capătă forma

$$\begin{aligned} &\underline{U}_1 = \underline{Z}_1 \underline{I}_1 - \underline{U}_{e_1} \qquad \underline{U}_{e_1} = -jX_{1m}\underline{I}_{01} \\ &\frac{\underline{U}_2}{s} = -\underline{Z}_2\underline{I}_2 + \underline{U}_{e_2} \qquad \underline{U}_{e_2} = \frac{\underline{U}_{e1}}{K_E} e^{-j\beta_0} \\ &\underline{I}_{01} = \underline{I}_1 + \frac{1}{K_I}\underline{I}_2 e^{j\beta_0} \end{aligned} \tag{5.26}$$

Introducînd ca şi în (§ 3.3.2.) mărimile

$$\begin{aligned} &\underline{I}_2' = \frac{1}{K_I}\underline{I}_2 e^{j\beta_0}, \qquad \underline{U}_2' = K_E \frac{\underline{U}_2}{s} e^{j\beta_0}, \qquad \underline{U}_{e_2}' = K_E \underline{U}_{e_2} e^{j\beta_0} = \underline{U}_{e_1} \\ &\underline{Z}_2' = K_E K_I \underline{Z}_2 = \frac{R_2'}{s} + jX_2', \qquad R_2' = K_E K_I R_2, \qquad X_2' = K_E K_I X_2 \end{aligned} \tag{5.27}$$

ecuaţiile (5.26) devin

$$\begin{aligned} &\underline{U}_1 = \underline{Z}_1 \underline{I}_1 - \underline{U}_{e_1} \qquad \underline{U}_{e_1} = -jX_{1m}\underline{I}_{01} \\ &\underline{U}_2' = -\underline{Z}_2'\underline{I}_2' + \underline{U}_{e_1} \qquad \underline{I}_{01} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2' \end{aligned} \tag{5.28}$$

Ecuațiile (5.28) corespund unei mașini de inducție cu *rotorul echivalent redus (raportat) la stator*, caracterizat prin același număr de spire, factor de înfășurare, număr de faze ca și statorul aceleași puteri și pierderi. Ele sînt similare celor obținute pentru transformatorul cu secundarul raportat la primar. Din acest motiv se spune că mașina de inducție generalizează transformatorul. Pe lîngă tensiuni, curenți și număr de faze, ca urmare a cuplajului înfășurărilor primare și secundare prin cîmp magnetic învîrtitor (și nu alternativ ca la transformator), la mașina de inducție se modifică și frecvența conform (5.4).

Înfășurarea rotorică în mod curent este închisă în scurtcircuit sau conectată la un reostat. Presupunînd rezistența reostatului inclusă în rezistența înfășurării rotorice, se poate considera ca mai sus, în ecuații $U_2 = 0$. Reținem că în acest caz prin R_2 trebuie înțeleasă rezistența de fază a înfășurării rotorice, plus rezistența pe fază a reostatului.

Dacă în ecuațiile (5.28) se consideră și pierderile în fier, pentru tensiunea electromotoare $\underline{U}_{e_1}$ ca și la transformator se obține relația

$$\underline{U}_{e_1} = - \underline{Z}_{1m}\underline{I}_{01} \tag{5.29}$$

unde

$$\underline{Z}_{1m} = R_{1m} + jX_{1m}, \quad R_{1m} = K''\omega_1^2 L_{sh}, \quad X_{1m} = K'\omega_1 L_{sh} \tag{5.30}$$

Luînd în considerație (5.29) și introducînd $\underline{U}_2 = 0$, ecuațiile mașinii de inducție cu rotor echivalent redus la stator capătă forma uzuală

$$\begin{aligned} &\underline{U}_1 = \underline{Z}_1\underline{I}_1 - \underline{U}_{e_1} & \underline{U}_{e_1} &= - \underline{Z}_{1m}\underline{I}_{01} \\ &\underline{U}_{e_1} = \underline{Z}_2'\underline{I}_2' & \underline{I}_{01} &= \underline{I}_1 + \underline{I}_2' \end{aligned} \tag{5.31}$$

pe baza cărora se deduc schemele echivalente din fig. 5.5.

Pentru schema din fig. 5.5, *b* ca și la transformator

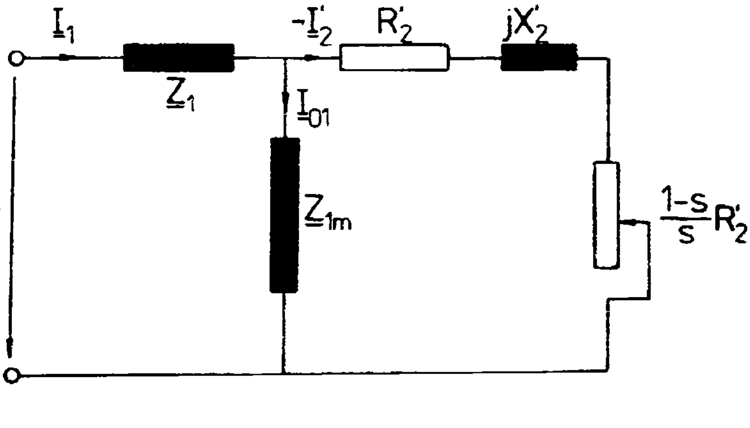
$$\underline{C}_1 = 1 + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_{1m}} \tag{5.32}$$

Prin intermediul schemelor echivalente din fig. 5.5, comportarea mașinii de inducție poate fi urmărită pentru orice valoarea $-\infty < s < +\infty$. Pentru $s = 1$, rezistența de sarcină $R_s = 0$ și $P_{mec} = 0$ (cum era de așteptat întrucît turația mașinii $n = 0$). Este *regimul de scurtcircuit al mașinii*; pentru $s = 0$, rezistența $R_s = \infty$ și din nou $P_{mec} = 0$. Este *regimul de mers în gol ideal.* Curentul $I_1 = I_{10}$ și mașina absoarbe din rețea o putere

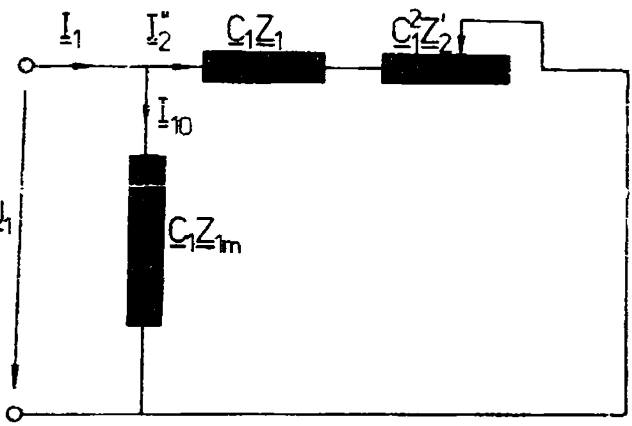
$$P_{10} = m_1 R_1 I_{10}^2 + p_{Fe} \tag{5.33}$$

sau neglijind pierderile în înfășurarea statorică

$$P_{10} \cong p_{Fe} \tag{5.34}$$



a



b

Fig. 5.5. Schemele echivalente ale maşinii de inducţie.

La $s = 0$, cuplul electromagnetic este nul şi funcţionarea este posibilă doar prin antrenarea cu o maşină auxiliară. Dacă la un motor de inducţie funcţionînd în sarcină cuplul rezistent la arbore devine nul, alunecarea s scade către o valoare redusă numită *alunecare de mers în gol*. Maşina dezvoltă un cuplu electromagnetic redus, cît să acopere pierderile. Este *regimul de mers în gol real*. Dacă se neglijează pierderile în înfăşurările maşinii se poate considera că puterea absorbită este

$$P_{10} \cong p_{Fe} + p_{m+v} \tag{5.35}$$

Diagramele fazoriale corespunzătoare schemelor echivalente din fig. 5.5, *a*, 5.5, *b*, se reprezintă ca şi pentru transformator (fig. 5.6, *a* respectiv 5.6, *b*).

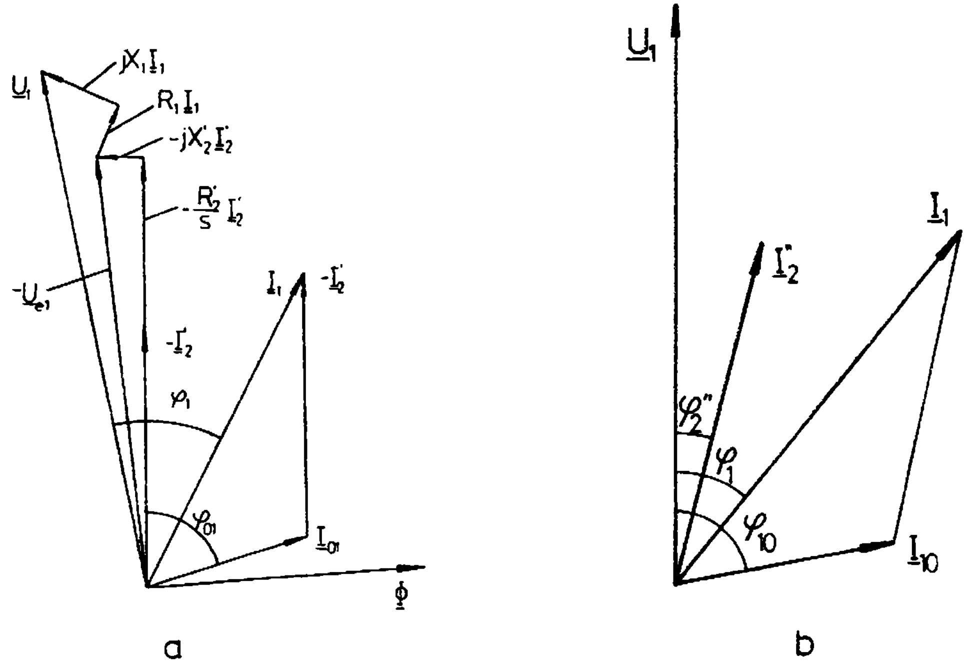


Fig. 5.6. *a, b* — diagramele fazoriale corespunzătoare schemelor echivalente din fig. 5.5, *a* respectiv 5.5 *b*.

5.3. CUPLUL ELECTROMAGNETIC AL MAŞINII DE INDUCŢIE

În studiul funcţionării maşinii de inducţie prezintă o importanţă particulară *caracteristica mecanică* $M = f(s)$. Ea poate fi obţinută în cazul general prin intermediul teoremei forţelor generalizate sau, mai simplu, pentru regimul sinusoidal simetric considerat, din bilanţul energetic.

Fie pentru regimul de motor P_1 puterea primită din reţea. După ce sînt acoperite pierderile p_{Cu_1} în înfăşurările statorice, pierderile în fier p_{Fe} şi pierderile suplimentare p_z (determinate de armonicile superioare din curba solenaţiei, de efectul de refulare al curentului în conductoare, de prezenţa crestăturilor etc.), puterea rămasă P_M numită *putere electromagnetică* (interioară) se transmite prin intermediul cuplajului magnetic dintre înfăşurările statorice şi rotorice (pe cale electromagnetică) rotorului. În rotor sînt acoperite pierderile în înfăşurări p_{Cu_2} şi puterea P_{2e} cedată pe la inele (în cazul general al prezenţei unui receptor în circuitul rotoric). Întrucît de regulă frecvenţa în rotor $f_2 = sf_1$ este foarte redusă se pot neglija pierderile în fierul rotoric.

Puterea rămasă este transformată în *putere mecanică* P_{mec} din care dacă se scad pierderile mecanice şi de ventilaţie p_{m+v} se obţine *puterea mecanică utilă* la arbore P_2.

Schema bilanţului energetic este reprezentată în fig. 5.7. Din figură se observă că puterile P_M, P_{mec} diferă prin puterea $p_{Cu_2} + P_{2e}$. Dacă se consideră convenţia $U_2 = 0$, rezultă $P_{2e} = 0$ şi

$$P_M - P_{mec} = p_{Cu_2} \quad (5.36)$$

Puterea P_M transmisă prin întrefier prin intermediul cîmpului magnetic învîrtitor de viteză unghiulară Ω_1 şi puterea mecanică a rotorului avînd viteza unghiulară Ω sînt

$$P_M = M\Omega_1, \quad P_{mec} = M\Omega \quad (5.37)$$

şi aplicînd (5.36)

$$M(\Omega_1 - \Omega) = p_{Cu_2} = m_1 R_2' I_2'^2 \quad (5.38)$$

sau introducînd alunecarea s definită ca în (5.3)

$$M = \frac{m_1}{\Omega_1} \frac{R_2'}{s} I_2'^2 \quad (5.39)$$

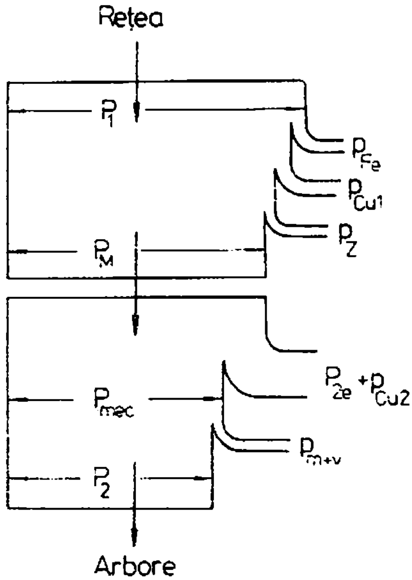


Fig. 5.7. Bilanţul energetic corespunzător regimului de motor.

Observaţie. Relaţia (5.39) poate fi obţinută utilizînd expresia generală (2.115).

Ecuaţia de tensiuni pentru rotor cu utilizarea fazorilor reprezentativi în sistemul de axe statoric, este dată de (2.96) în care se face $\omega_B = 0$

$$\underline{u}_r = R_2 \underline{i}_r + \frac{d\underline{\psi}_r}{dt} - j\omega\underline{\psi}_r$$

iar pentru regimul sinusoidal simetric considerat, conform (2.73), $\underline{\psi}_r = \underline{\Psi}_2 e^{j\omega_1 t}$ $\underline{i}_r = \underline{I}_2 e^{j\omega_1 t}$.

Considerînd rezistenţa reostatului conectat la inele, introdusă în rezistenţa R_2 (inelele scurtcircuitate), se obţine

$$R_2 \underline{I}_2 + j(\omega_1 - \omega)\underline{\Psi}_2 = 0$$

sau şi

$$\underline{\Psi}_2 = \frac{R_2 \underline{I}_2}{-js\omega_1}$$

Introducînd $\underline{\psi}_r$, $\underline{i}_r$ în ecuaţia (2.115) de definiţie a cuplului electromagnetic rezultă

$$\underline{M} = \frac{3}{2} p R_e[-j\underline{\psi}_r \underline{i}_r^*] = \frac{3}{2} p \mathrm{Re}\left[-j \frac{R_2 \underline{I}_2}{-js\omega_1} e^{j\omega_1 t} \cdot \underline{I}_2^* e^{-j\omega_1 t}\right] = \frac{3}{2} p \frac{R_2}{s\omega_1} (I_2\sqrt{2})^2$$

Pentru maşina m_2 fazată în rotor [39], [40]

$$M = \frac{pm_2}{\omega_1} \frac{R_2}{s} I_2^2$$

sau introducînd mărimile reduse la primar, se regăseşte ecuaţia (5.39).

Curentul I_2' se determină din ecuaţiile (5.31) în funcţie de tensiunea la borne şi parametrii maşinii. Introducînd în prima ecuaţie $\underline{I}_1 = \underline{I}_{01} - \underline{I}_2'$ şi înlocuind $\underline{I}_{01}$, $\underline{I}_2'$ în funcţie de $\underline{U}_{e_1}$ se obţine

$$\underline{U}_1 = \underline{Z}_1 \left[- \frac{\underline{U}_{e_1}}{\underline{Z}_{1m}} - \frac{\underline{U}_{e_1}}{\underline{Z}_2'} \right] - \underline{U}_{e_1}$$

sau şi

$$\underline{U}_{e_1} = - \frac{\underline{Z}_1}{1 + \underline{U}_1 \left(\frac{1}{\underline{Z}_2'} + \frac{1}{\underline{Z}_{1m}} \right)} \tag{5.40}$$

Din cea de a doua ecuaţie, ţinînd cont de (5.40), rezultă

$$\underline{I}_2' = \frac{\underline{U}_{e_1}}{\underline{Z}_2'} = - \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_1 + \underline{C}_1 \underline{Z}_2'} = - \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_1 + C_1 \underline{Z}_2'} \tag{5.41}$$

dacă se consideră $\underline{C}_1 \cong C_1$.

Ţinînd cont de valorile $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2'$ din (5.21), (5.27)

$$I_2'^2 = \frac{U_1^2}{\left(R_1 + C_1 \frac{R_2'}{s} \right)^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2}$$

şi cuplul electromagnetic devine

$$M = \frac{pm_1}{\omega_1} \frac{\frac{R_2'}{s} U_1^2}{\left(R_1 + C_1 \frac{R_2'}{s} \right)^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2} \tag{5.42}$$

Ecuaţia $M = f(s)$ nu prezintă discontinuităţi şi trece prin zero la $s = 0$ şi $s = \pm \infty$. Pentru stabilirea valorilor extreme M_k, se consideră ecuaţia $\frac{dM}{ds} = 0$. Se obţine alunecarea s_k corespunzătoare de forma

$$s_k = \pm \frac{C_1 R'}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2}} \tag{5.43}$$

Introducînd $s = s_k$ în (5.42)

$$M_K = \frac{pm_1}{2\omega_1 C_1} \frac{U_1^2}{R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2}} \tag{5.44}$$

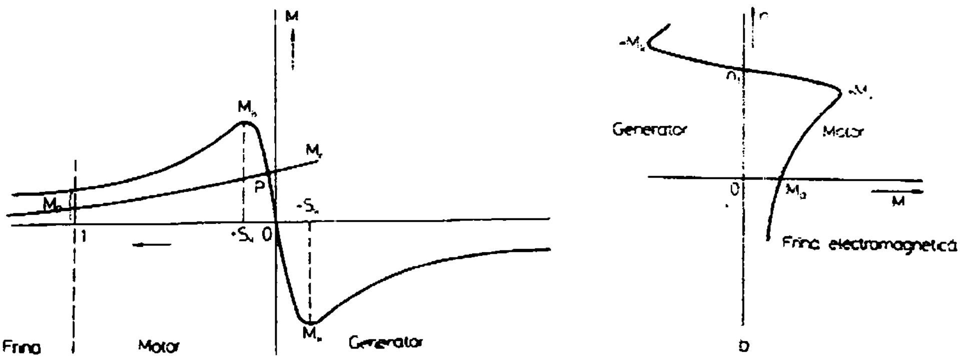


Fig. 5.8. *a* — curba $M = f(s)$ a maşinii de inducţie; *b* — curba cuplului maşinii de inducţie în funcţie de turaţie.

Se observă că valorile maxime M_K se obţin în dreptul aceloraşi alunecări s_k atît la funcţionarea ca motor (pentru valoarea $s_K > 0$) cît şi la generator (pentru $s_K < 0$). : La funcţionarea ca generator din (5.44) rezultă o valoare negativă pentru M_K cum era de aşteptat, cuplul electromagnetic fiind în acest regim opus rotaţiei. De asemenea, se constată că în valoare absolută cuplul maxim corespunzător funcţionării ca motor, este inferior celui dezvoltat în regim de generator.

În baza celor prezentate cuplul electromagnetic al maşinii de inducţie depinde de alunecare ca în fig. 5.8, *a*.

Dacă în (5.42) se face $s = 1$ se obţine cuplul de pornire de forma

$$M_P = \frac{pm_1}{\omega_1} \frac{R_2' U_1^2}{(R_1 + C_1 R_2')^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2} \tag{5.45}$$

Ţinînd cont de relaţia (5.43) se mai poate scrie

$$M = \frac{pm_1}{\omega_1} \frac{\frac{R_2'}{s} U_1^2}{\left(\frac{C_1 R_2'}{s_k}\right)^2 + \left(\frac{C_1 R_2'}{s}\right)^2 + 2\frac{C_1 R_1 R_2'}{s}} \tag{5.46}$$

şi

$$M_K = \frac{pm_1}{2\omega_1 C_1} \frac{U_1^2}{R + \frac{C_1 R_2'}{s_k}} \tag{5.47}$$

Împărţind ecuaţiile (5.46), (5.47) se obţine *forma canonică* (formula lui Kloss) a caracteristicii $M = f(s)$,

$$M = \frac{2M_K(1 + \varepsilon)}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + 2\,\varepsilon} \tag{5.48}$$

unde

$$\varepsilon = \frac{R_1 s_k}{C_1 R_2'} \tag{5.49}$$

Pentru mașini de puteri mijlocii și mari R_1 este redus și se poate considera $\varepsilon \cong 0$.

În ecuația (5.48) simplificată (cu $\varepsilon = 0$) nu se cer cunoscute decît valorile M_K, s_k (indicate de regulă pentru fiecare mașină) pentru a putea trasa caracteristica mecanică, și din acest motiv este utilizată frecvent în acționările electrice.

Dacă în loc de alunecare se pune în evidență turația n, caracteristica mecanică $M = f(n)$, arată ca în fig. 5.8, *b*.

Observații 1. Zona funcționării stabile a mașinii ca motor corespunde intervalului $s_k > s > 0$. Într-adevăr, pentru un cuplu M_r dat, se observă că în punctul P din interval (fig. 5.8, *a*) condiția de stabilitate (4.25) este satisfăcută. Analog funcționarea stabilă în regim de generator este posibilă în intervalul $(0, -s_k)$. Se definește *capacitatea de supraîncărcare* a unui motor de inducție raportul $\lambda = M_k/M_N$ unde M_N — cuplul nominal. Pentru ca motorul să poată prelua pentru scurtă durată fără ieșirea din turație și cupluri peste cel nominal, se dimensionează astfel ca λ să ia valori între $2 \div 3$.

2. Pentru o tensiune U_1 dată, cuplul M_k nu depinde de rezistențele rotorice. În schimb, alunecarea critică s_k și cuplul de pornire sînt strîns condiționate de R_2'. În fig. 5.9 pentru ilustrare sînt reprezentate caracteristicile mecanice pentru diferite valori R_2'.

3. Creșterea rezistenței R_1 sau rectanței $(X_1 + C_1X_2')$ este dezavantajoasă. Cuplurile M_K și M_p se reduc : mașina pornește mai greu și are o capacitate de suprasarcină mai mică.

4. Dacă se alimentează mașina de la o sursă de tensiune și frecvență variabile astfel ca $U_1/f =$ ct, cuplul $M_K \cong$ ct. (dacă se poate neglija rezistența R_1 față de $X_1 + C_1X_2'$), iar s_k se modifică în limite largi. Se obțin caracteristici similare celor ridicate pentru diverși R_2 în fig. 5.9.

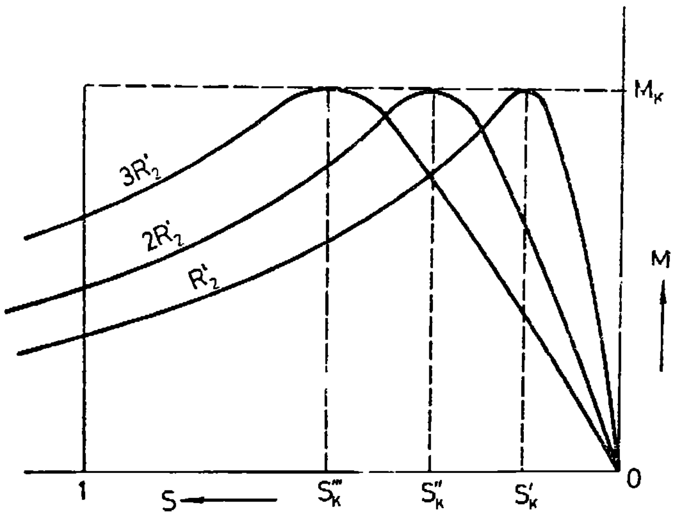


Fig. 5.9. Curbele $M = f(s)$ pentru diverse rezistențe rotorice.

5.4. LOCUL GEOMETRIC AL CURENTULUI MAŞINII DE INDUCŢIE

Se urmăreşte stabilirea locului geometric al curentului $\underline{I}_1$ definit de ecuaţia

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_1}{\underline{C}_1\underline{Z}_{1m}} + \frac{\underline{U}_1}{\underline{C}_1\underline{Z}_1 + \underline{C}_1^2\underline{Z}_2'} = \underline{I}_{10} + \underline{I}_2'' \tag{5.50}$$

obţinută în baza schemei echivalente din fig. 5.5, *b*, la variaţia lui s luat ca parametru. Se utilizează schema echivalentă cu circuitul de magnetizare scos la borne, întrucît una din componentele lui $\underline{I}_1$ $\left(\text{curentul } \underline{I}_{10} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{C}_1\underline{Z}_{1m}}\right)$ se păstrează constantă indiferent de s.

Curentul $\underline{I}_1 = \underline{I}_{10}$ se obţine pentru $s = 0$ (la mersul în gol ideal) şi puterea absorbită corespunde cu aproximaţie pierderilor în fier (relaţia 5.34). Reprezentarea în planul complex a curentului $\underline{I}_{10}$ este dată în fig. 5.10.

Curentul

$$\underline{I}_2'' = \frac{\underline{U}_1}{\underline{C}_1\underline{Z}_1 + \underline{C}_1^2\underline{Z}_2'} \tag{5.51}$$

unde

$$\underline{Z}_2' = \frac{R_2'}{s} + jX_2'.$$

Se urmăreşte stabilirea locului vîrfului fazorului $\underline{I}_2''$ în cazul particular simplificat

$$\underline{C}_1 = 1 + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_{1m}} \cong C_1$$

Se obţine

$$\underline{I}_2'' = \frac{\underline{U}_1}{C_1R_1 + j(C_1X_1 + C_1^2X_2') + \frac{C_1^2R_2'}{s}} = \frac{1}{\frac{C_1R_1}{\underline{U}_1} + j\left(\frac{C_1X_1 + C_1^2X_2'}{\underline{U}_1}\right) + \frac{C_1^2R_2'}{\underline{U}_1}\frac{1}{s}} \tag{5.52}$$

Ecuaţia (5.52) este de forma

$$\underline{y} = \frac{1}{\underline{a} + \lambda\underline{b}} = \frac{1}{\underline{z}} = \frac{1}{z}e^{-j\varphi_z} = ye^{j\varphi_y} \tag{5.53}$$

unde $\lambda = \frac{1}{s}$. La modificarea lui λ vîrful fazorului $\underline{z}$ descrie o dreaptă. Din teoria locurilor geometrice se ştie că vîrful lui $\underline{y}$ descrie în planul complex un cerc. Considerînd $\underline{U}_1$ în axa reală ($\underline{U}_1 = U_1$), vîrful fazorului

$$\underline{z} = \frac{C_1R_1}{U_1} + j\left(\frac{C_1X_1 + C_1^2X_2'}{U_1}\right) + \frac{C_1^2R_2'}{U_1}\frac{1}{s} \tag{5.54}$$

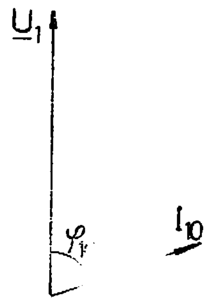


Fig. 5.10. Reprezentarea în planul complex a curentului $\underline{I}_{10}$.

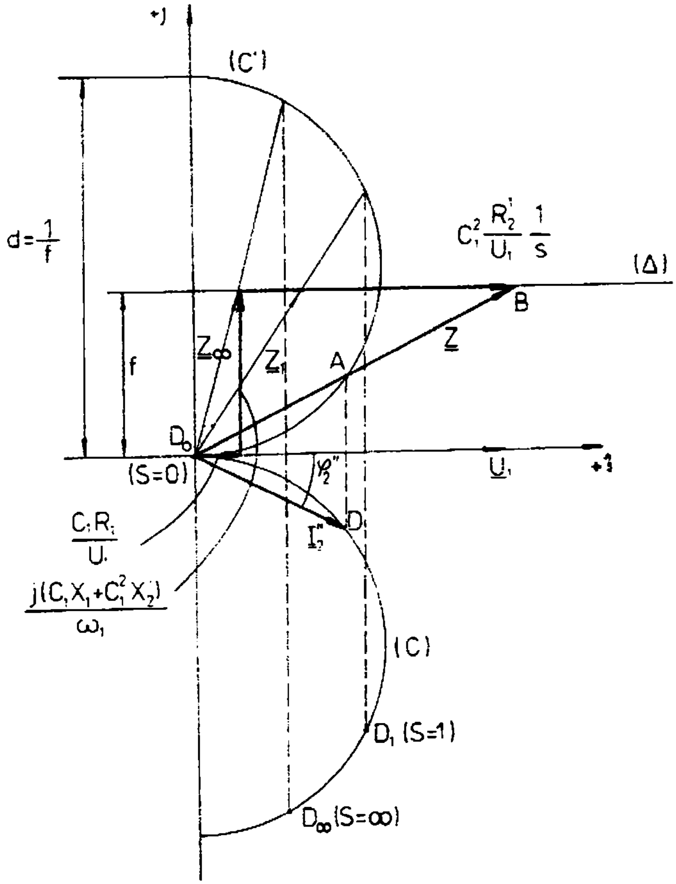


Fig. 5.11. Stabilirea locului geometric al curentului $\underline{I}_2''$.

descrie dreapta (Δ) (fig. 5.11). Pentru stabilirea diametrului cercului se duce perpendiculara din D_0 la dreapta (Δ) şi se separă pe aceasta un segment $d = 1/f$ unde f este distanţa din punctul D_0 la dreaptă. Segmentul D_0A separat pe cercul (C') de diametrul $d = 1/f = U_1(C_1X_1 + C_1^2X_2')$, determină amplitudinea curentului I_2'' corespunzător alunecării pentru care vîrful lui z este în B. Întrucît, conform (5.53) $\varphi_2'' = \varphi_y = -\varphi_z$, pentru stabilirea lui $\underline{I}_2''$ se ia simetricul D_0D al lui D_0A faţă de axa reală. Rezultă că locul lui $\underline{I}_2''$ la considerarea lui s ca parametru, este cercul (C) simetricul lui (C') faţă de axa reală.

Pentru $s = 0$ punctul B este la ∞ iar punctul A ajunge în origine. În fig. 5.11 s-au reprezentat şi poziţiile D_∞, D_1 ale vîrfului fazorului $\underline{I}_2''$ pentru $s = \pm\infty$, $s=1$ (pentru care z ia respectiv valorile $\underline{z}_\infty = C_1R_1/U_1 + j\,(C_1X_1 + C_1^2X_2')/U_1$, $\underline{z}_1 = C_1R_1/U_1 + j(C_1X_1 + C_1^2X_2')/U_1 + C_1^2R_2'/U_1$).

Suprapunînd diagramele curenţilor $\underline{I}_{10}$, $\underline{I}_2''$se obţine locul geometric căutat al curentului $\underline{I}_1$ (fig. 5.12). Cînd s variază între $(+\infty, -\infty)$, vîrful lui $\underline{I}_1$ descrie cercul (C).

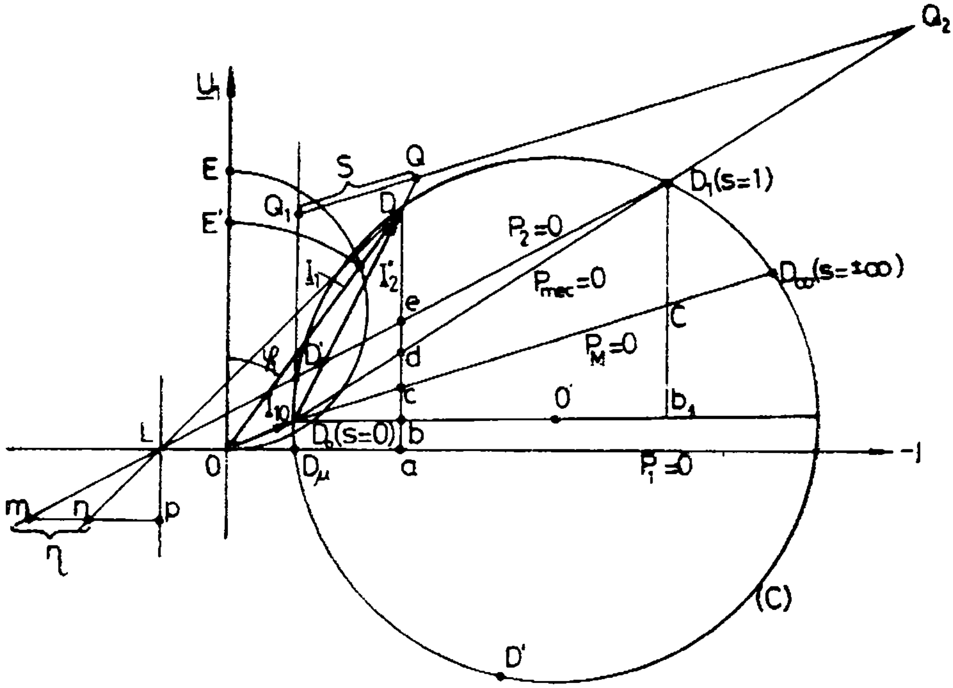


Fig. 5.12. Diagrama simplificată a cercului.

Pe diagrama cercului astfel construită se poate urmări comportarea maşinii pentru orice valoare a lui s. Fie D vîrful lui $\underline{I}_1$ pentru o valoare curentă a lui s. Porţiunea de cerc D_0DD_1 pentru care $s \in (0, 1)$ corespunde funcţionării ca motor. Pentru $s \in (1, +\infty)$ (segmentul de cerc D_1D_∞) maşina funcţionează ca frînă electromagnetică iar pentru $s \in (0, -\infty)$ vîrful lui I_1 descrie porţiunea $D_0D'D_\infty$ a cercului.

Perpendiculara Da pe axa absciselor, intersectează diametrul cercului şi dreptele D_0D_1, $D_0\ D_\infty$ respectiv în b, d, c.

Segmentele separate de dreapta Da determină puterile şi pierderile din maşină după cum urmează

$$Da = I_1 \cos \varphi_1 = \frac{P_1}{m_1 U_1} \tag{5.55}$$

Dreapta Da determină la scara puterii $K_p = \frac{1}{m_1 U_1}$, *puterea* P_1 absorbită de maşină din reţea. Întrucît puterea P_1 se determină prin distanţa la axa absciselor, aceasta se numeşte şi *dreapta puterii absorbite nule* $P_1 = 0$.

$$\text{Segmentul } ab = I_{10} \cos \varphi_{10} = \frac{p_{Fe}}{m_1 U_1} \tag{5.56}$$

determină la scara puterii *pierderile în fier* p_{Fe}.

Segmentul bc conform fig. 5.12 este dat de relația

$$bc = D_0b \operatorname{ctg} \varphi_2''{}_{(s=\infty)} = I_2'' \sin \varphi_2'' \operatorname{ctg} \varphi_2''{}_{(s=\infty)} \tag{5.57}$$

dar

$$\sin \varphi_2'' = \frac{(C_1X_1 + C_1^2X_2')I_2''}{U_1}, \quad \operatorname{ctg} \varphi_2''{}_{(s=\infty)} = \frac{C_1R_1}{C_1X_1 + C_1^2X_2'}$$

și înlocuind în (5.57) se obține

$$bc = \frac{m_1C_1R_1I_2''^2}{m_1U_1} \cong \frac{p_{Cu_1}}{m_1U_1} \tag{5.58}$$

Aproximînd $C_1I_2''^2 \cong I_1^2$, segmentul bc determină la scara puterii, *pierderile în înfășurarea statorică* p_{Cu_1}.

Procedînd analog se obține

$$bd = D_0b \operatorname{ctg} \varphi_2''{}_{(s=1)} = I_2'' \sin \varphi_2'' \operatorname{ctg} \varphi_2''{}_{(s=1)} =$$

$$= I_2'' \frac{(C_1X_1 + C_1^2X_2')I_2''}{U_1} \frac{C_1R_1 + C_1^2R_2'}{C_1X_1 + C_1^2X_2'} = \frac{m_1I_2''^2(C_1R_1 + C_1^2R_2')}{m_1U_1} = \frac{p_{Cu_1} + p_{Cu_2}}{m_1U_1}$$

Ținînd cont de (5.58) segmentul

$$cd \cong \frac{p_{Cu_2}}{m_1U_1} \tag{5.59}$$

măsoară la scara puterii *pierderile în înfășurarea rotorică* p_{Cu_2}.

Pentru separarea pierderilor mecanice și de ventilație p_{m+v}, se fixează pe cerc punctul D_0' apropiat de D_0 astfel ca distanța la dreapta puterii absorbite să fie $\frac{1}{m_1U_1}(p_{Fe} + p_{m+v})$. Această putere absorbită corespunde mersului în gol real, fixat deci pe diagramă prin punctul D_0'. Dreapta $D_0'D_1$ intersectează pe Da în e. Pierderile mecanice variază cu turația după o lege relativ complicată. Pentru simplificare se admite că *pierderile mecanice* sînt date la scara puterii de segmentul de. Ele sînt maxime la $s = 0$ și nule pentru $s = 1$.

Avînd în vedere bilanțul energetic reprezentat în fig. 5.7 rezultă de asemenea

$$Dc = Da - (ab + bc) = \frac{1}{m_1U_1}P_1 - (p_{Fe} + p_{Cu_1}) = \frac{1}{m_1U_1}P_M \tag{5.60}$$

$$Dd = Dc - cd = \frac{1}{m_1U_1}(P_M - p_{Cu_2}) = \frac{1}{m_1U_1}P_{mec} \tag{5.61}$$

$$De = Dd - de = \frac{1}{m_1U_1}(P_{mec} - p_{m+v}) = \frac{1}{m_1U_1}P_2 \tag{5.62}$$

Segmentele Dc, Dd, De, măsoară la scara puterii K_p, respectiv *puterea electromagnetică* (interioară) a mașinii, *puterea mecanică* și *puterea utilă*. Dreapta D_0D_∞ de ecuație $P_M = 0$ este *dreapta puterii electromagnetice nule*. Analog dreptele D_0D_1, $D_0'D_1$ respectiv de ecuații $P_{mec} = 0$, $P_2 = 0$, sînt dreptele *puterii mecanice nule* și *puterii utile nule*.

Pentru stabilirea *randamentului* η corespunzător unei alunecări date la funcţionarea ca motor, se prelungeşte $D_0'D_1$ pînă la intersecţia în L cu axa absciselor, se trasează din L o verticală şi se reprezintă un segment mp paralel cu abscisa, astfel ca să poată fi divizat comod în 100 părţi. Segmentul mn separat de direcţia DL pe mp determină randamentul motorului în procente.

Din triunghiurile dreptunghice asemenea $\Delta Lae \sim \Delta Lmp$ şi $\Delta LaD \sim \Delta npL$ se obţine

$$\frac{ea}{La} = \frac{Lp}{mp}; \quad \frac{Da}{La} = \frac{Lp}{np}$$

şi prin împărţire

$$\frac{ea}{Da} = \frac{np}{mp} \text{ sau } \frac{Da - ea}{Da} = \frac{mp - np}{mp}$$

şi prin urmare

$$\frac{De}{Da} = \frac{P_2}{P_1} = \frac{mn}{mp} = \eta \tag{5.63}$$

c.c.t.d.

Pentru stabilirea *alunecării* s se duce din D_0 o paralelă la axa ordonatelor şi între aceasta şi direcţia lui D_0D_1 se duce dreapta Q_1Q_2 paralelă cu dreapta $P_M = 0$, divizibilă în 100 de părţi. Segmentul QQ_1 separat pe dreaptă de direcţia lui D_0D, determină alunecarea s în procente.

Din triunghiurile asemenea $\Delta D_0Q_1Q \sim \Delta D_0cD$ şi $\Delta D_0Q_1Q_2 \sim \Delta D_0cd$, se obţine ca mai sus

$$\frac{Q_1Q}{Q_1Q_2} = \frac{cd}{cD} = \frac{p_{cu_2}}{P_M} = s \tag{5.64}$$

şi construcţia grafică este demonstrată.

Factorul de putere $\cos \varphi_1$. Se determină trasînd un cerc de diametru OE egal cu unitatea. Rabatînd punctul de intersecţie cu cercul al dreptei OD în E', se obţine valoarea căutată $\cos \varphi_1$.

Construcţia din încercări experimentale a diagramei simplificate a curentului maşinii de inducţie.

Se efectuează mai întîi o *probă de mers în gol* ca şi la transformator. Caracteristicile obţinute experimental $P_0 = f(U_1)$, $I_{10} = f(U_1)$, $\cos \varphi_{10} = f(U_1)$ arată ca în fig. 3.20, *b*. Pentru $U_1 = U_{1N}$, se obţin curentul şi factorul de putere la mersul în gol şi poziţia punctului D_0' în planul complex este precizată. Observăm că I_{10} ia valori $I_{10} = (0,3 \div 0,6)I_{1N}$ sensibil superioare faţă de cele ce se obţin la un transformator, ca urmare a prezenţei întrefierului maşinii. Factorul de putere este $\cos \varphi_{10} = 0,05 \div 0,15$.

Dacă maşina de inducţie este antrenată la sincronism de un motor auxiliar, se obţine *mersul în gol ideal* şi deci posibilitatea reprezentării în planul complex şi a punctului D_0. Observăm că poziţia lui D_0 a cărui ordonată diferă de cea a lui D_0' prin pierderile mecanice şi de ventilaţie, poate fi obţinută şi în baza probei de mers în gol, dacă se prelungeşte caracteristica $P_0 = f(U_1)$ pînă la intersecţia cu ordonata. Cum în acest punct tensiunea este zero, puterea absorbită

corespunde pierderilor mecanice şi de ventilaţie care se pot astfel determina experimental. Se pot separa în acelaşi timp şi pierderile în fier

$$p_{Fe} = p_{10} - m_1 R_1 I_{10}^2 - p_{m+v}$$

Punctul D_1 se obţine în urma unei *probe de scurtcircuit*. Se alimentează maşina oprită cu o tensiune redusă şi se reprezintă caracteristicile $P_{1sc} = f(U_1)$, $I_{1sc} = f(U_1)$, $\cos \varphi_{1sc} = f(U_1)$, de forma celor din fig. 3.23, *b*. Pe caracteristicile experimentale obţinute, în dreptul tensiunii U_{1N} se determină curentul şi factorul de putere la scurtcircuit (şi deci coordonatele punctului D_1). Curentul nominal de scurtcircuit (corespunzător tensiunii U_{1N}), este în plaja $(4 \div 8) I_{1N}$, iar $\cos \varphi_{1sc} = 0{,}25 \div 0{,}5$.

Ca urmare a valorii ridicate a curentului de scurtcircuit, determinarea lui se face prin prelungirea caracteristicii obţinute experimental ridicată pînă la un curent de circa $(2-2{,}5)I_{1N}$.

Observăm că la proba de scurtcircuit ca urmare a valorilor reduse ale tensiunii şi curenţilor importanţi prin înfăşurări, se pot neglija pierderile în fier şi

$$P_{1sc} \cong p_{Cu1} + p_{Cu2}$$

În baza acestor încercări construcţia diagramei simplificate se realizează după cum urmează:

1. Se fixează punctele D_0, D_0', D_1 în planul complex.

2. Se duce din D_0 o paralelă la axa absciselor, care intersectează mediatoarea segmentului D_0D_1 în O' centrul căutat al cercului.

3. Pentru fixarea punctului D_∞ se trasează dreapta D_1b_1 perpendiculară pe diametru (fig. 5.12). Dreapta $P_M = 0$ taie segmentul D_1b_1 în raportul

$$\frac{b_1C}{b_1D_1} = \frac{bc}{db} = \frac{p_{Cu_1}}{p_{Cu_1} + p_{Cu_2}} \tag{5.65}$$

Din proba de scurtcircuit se măsoară $P_{1sc} = p_{Cu_1} + p_{Cu_2}$ şi se calculează $p_{Cu_1} = m_1 R_1 I_{1sc}^2$, măsurînd rezistenţa R_1 în momentul încercării. Rezultă că raportul $b_1C/b_1D_1 = m_1R_1I_{1sc}^2/P_{1sc}$ este precizat şi punctul C fixat pe segmentul b_1D_1. Dreapta D_0C este dreapta $P_M = 0$ căutată şi punctul D_∞ este determinat.

4. Se trasează dreptele $P_{mec} = 0$, $P_2 = 0$ şi se fac construcţiile pentru determinarea lui η, s, $\cos \varphi_1$.

În baza acestor reprezentări grafice, pentru o valoare particulară s fixată pe dreapta Q_1Q_2 se stabileşte punctul curent D pe cerc. Segmentele separate de dreapta Da determină complet pierderile şi puterile corespunzătoare alunecării date şi funcţionarea maşinii este precizată fără a fi necesare determinări analitice.

Dacă se are în vedere prima ecuaţie din (5.37) segmentul Dc măsoară la scara $\frac{1}{m_1U_1\Omega_1}$ cuplul electromagnetic M. În particular segmentul D_1C determină cuplul de pornire M_p al motorului de inducţie.

Observaţii. 1. La maşinile de putere mică nu se mai poate considera C_1 doar prin partea lui reală.

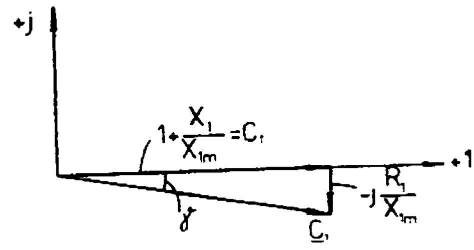


Fig. 5.13. Reprezentarea lui $\underline{C}_1$ în planul complex.

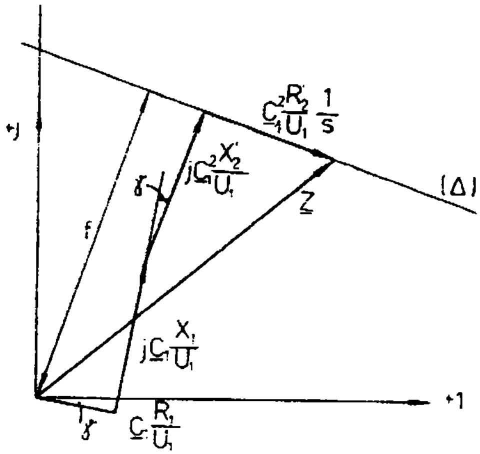


Fig. 5.14. Locul lui $\underline{z}$ în planul complex la considerarea lui $\underline{C}_1$.

Din ecuaţia

$$\underline{C}_1 = 1 + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_{1m}} = 1 + \frac{R_1 + jX_1}{R_{1m} + jX_{1m}}, \tag{5.66}$$

neglijînd R_{1m} faţă de X_{1m} se obţine

$$\underline{C}_1 = 1 + \frac{X_1}{X_{1m}} - j\frac{R_1}{X_{1m}} \cong C_1 - j\frac{R_1}{X_{1m}} \cong C_1 e^{-j\gamma} \tag{5.67}$$

unde fig. (5.13)

$$\operatorname{tg}\gamma \cong \gamma = \frac{R_1}{C_1 X_{1m}} \tag{5.68}$$

Considerînd expresia (5.67) în (5.54), locul lui $\underline{z}$ devine dreapta (Δ) ce face cu axa reală unghiul 2γ (fig. 5.14).

Se observă că distanţa

$$f = \frac{C_1 R_1}{U_1}\sin\gamma + \frac{C_1 X_1}{U_1}\cos\gamma + \frac{C_1^2 X_2'}{U_1} \cong \frac{C_1 X_1 + C_1^2 X_2'}{U_1}$$

Diametrul cercului (C) locul lui $\underline{I}_2''$ apare rotit cu unghiul 2γ faţă de axa imaginară (fig. 5.15).

Construcţia practică a diagramei curentului cu considerarea lui $\underline{C}_1$ urmează aceleaşi etape. Din probele de mers în gol şi scurtcircuit, se determină poziţiile în planul complex a punctelor D_0, D_0', D_1 (fig. 5.15). Intersecţia dintre mediatoarea lui D_0D_1 cu direcţia rotită cu 2γ faţă de abscisă a diametrului, determină centrul O' al cercului. Din relaţia (5.68),

$$2\gamma \cong \frac{2R_1 I_{10}}{C_1 X_{1m} I_{10}} \cong \frac{2R_1 I_{10}}{U_1}.$$

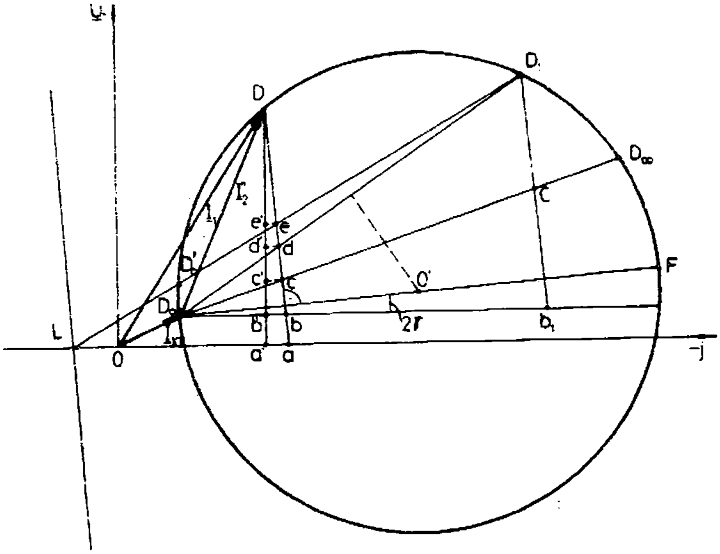


Fig. 5.15. Diagrama curentului cu considerarea lui c_1.

încît unghiul de rotire este cunoscut prin măsurarea experimentală a lui R_1 şi I_{10}. Determinarea lui D_∞ se face analog trasînd dreapta D_1b_1 perpendiculară pe diametrul cercului şi fixînd punctul C conform (5.65).

Pierderile şi puterile corespunzătoare punctului curent D sînt determinate ca şi în fig. 5.12 de segmentele separate pe dreapta Da' perpendiculară pe axa absciselor, de proiecţiile pe această dreaptă a punctelor a, b, c, d, e de pe dreapta Da perpendiculară pe diametru.

2. Diagrama curentului rezultă un cerc la considerarea tuturor parametrilor maşinii, constanţi. În realitate, aceştia se modifică cu încărcarea şi pentru fiecare punct de funcţionare ar trebui considerat alt cerc. Rezistenţele R_1, R_2' se modifică cu încărcarea ca urmare a variaţiei încălzirii maşinii. De asemenea, pentru variaţii largi ale alunecării, rezistenţa rotorică R_2' se schimbă şi ca urmare a efectului pelicular. Reactanţele X_1X_2' ce condiţionează direct diametrul cercului, scad la creşterea curenţilor în maşină ca urmare a creşterii saturaţiei pe calea cîmpurilor de dispersie. O variaţie în sens invers are cu sarcina reactanţa X_{1m} întrucît (prima relaţie din 5.31), t.e.m. U_{e1} indusă de cîmpul principal scade la creşterea încărcării maşinii ; ca urmare, nici punctul D_0 nu rămîne fix pentru orice valoare a alunecării.

În concluzie, locul geometric al curentului se abate de la un cerc. Abaterile sînt relativ mici la maşinile de inducţie cu rotor bobinat unde parametrii pentru $s \in (0, 1)$, domeniu ce interesează în primul rînd pot fi consideraţi constanţi, devin relativ ridicate la motoarele cu rotorul în scurtcircuit în construcţie normală şi inadmisibile la maşinile de inducţie cu efect pelicular.[1]

[1] Pentru detalii a se vedea [3], [24 IV].

5.5. REGIMUL DE MOTOR AL MAŞINII DE INDUCŢIE

Este regimul de bază al maşinii şi corespunde alunecărilor cuprinse între 0 şi 1. Zona funcţionării stabile este pentru $s_k > s > 0$. În mod normal alunecarea corespunzătoare sarcinii nominale $s_N = (1 - 4)\%$, iar $s_k = (6-24)\%$ (cifrele mai mari se referă la motoarele de putere mai mică). Din valorile prezentate se constată că turaţia motorului de inducţie variază relativ puţin cu încărcarea.

Comportarea ca motor a maşinii de inducţie este definită de caracteristicile de pornire, funcţionare, reglare şi frînare.

5.5.1. PORNIREA MOTORULUI DE INDUCŢIE

În procesul de pornire se urmăresc în principal următorii parametri: raportul K_p dintre curentul de pornire şi curentul nominal şi raportul K_M dintre cuplul de pornire şi cuplul nominal. Desigur, pentru ca un motor de inducţie conectat la reţea să pornească şi să obţină turaţia de durată corespunzătoare sarcinii, trebuie să dezvolte un cuplu de pornire superior cuplului rezistent. În acelaşi timp, pentru ca în reţea să nu se resimtă şocul conectării, curentul de pornire nu trebuie să depăşească anumite valori. Limitarea şocului de curent prezintă importanţă particulară în cazul reţelelor slabe.

Alte mărimi care interesează în procesul de pornire sînt: timpul de pornire t_p, pierderile de energie în înfăşurări, încălzirea înfăşurărilor, caracteristica $n = f(t)$ etc.

La pornire, ca şi la maşinile de curent continuu, pe lîngă *regimul tranzitoriu mecanic* determinat de variaţia turaţiei maşinii, se stabileşte şi un *regim tranzitoriu electromagnetic* condiţionat de variaţia curenţilor şi fluxurilor în momentele următoare conectării. Pentru turaţie zero, maşina de inducţie este în regim de scurtcircuit şi curentul de pornire absorbit variază în timp după o lege similară celei stabilite în (§ 3.8.1.2) pentru transformator. Cum constanta de timp

$$T_{sc} \cong \frac{X_1 + X_2'}{\omega_1(R_1 + R_2')}$$

de amortizare a componentei aperiodice este de regulă redusă, mult mai mică decît constanta electromecanică de timp, se poate neglija în general procesul tranzitoriu electric. Pe această bază vom înţelege în continuare prin *curentul de pornire*, componenta periodică a curentului de scurtcircuit, dată de relaţia:

$$I_{1p} = \frac{U_1}{Z_{1sc}} \cong \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R_2')^2 + (X_1 + X_2')^2}} \tag{5.69}$$

obţinută prin neglijarea curentului I_{01}; pentru cuplul de pornire M_p se va utiliza relaţia (5.45).

La maşini de putere redusă, procesul tranzitoriu electromagnetic are o durată relativă mai mare, se face simţit în primele momente ale pornirii şi considerarea lui devine necesară pentru ridicarea preciziei determinărilor.

Calculul timpului de pornire t_p. Se utilizează ecuaţia de mişcare (4.24); pentru timpul de pornire între două viteze unghiulare Ω', Ω'' se obţine

$$t_p = J \int_{\Omega'}^{\Omega''} \frac{\mathrm{d}\Omega}{M - M_r} \tag{5.70}$$

Dacă se cunosc expresiile $M(s)$ şi $M_r(s)$, ecuaţia (5.70) poate fi rezolvată analitic. În cazul particular $M_r = 0$, considerînd cuplul electromagnetic M dat de (5.48) şi observînd că se poate face înlocuirea $\mathrm{d}\Omega = -\Omega_1 \mathrm{d}s$ se obţine

$$t_p = -\frac{J\Omega_1}{2M_K(1+\varepsilon)} \int_{s'}^{s''} \left(\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + 2\varepsilon\right) \mathrm{d}s = \frac{T_K}{2(1+\varepsilon)} \left[\frac{s'^2 - s''^2}{2s_k} + (s' - s'')2\varepsilon + s_k \ln\frac{s'}{s''}\right] \tag{5.71}$$

unde s', s'' corespund vitezelor unghiulare Ω', Ω'' iar

$$T_K = \frac{J\Omega_1}{2M_K} \tag{5.72}$$

este *constanta electromecanică de timp.* Ea reprezintă (relaţia 5.70) timpul necesar pentru ca un motor oprit ce dezvoltă un cuplu electromagnetic $M = M_K$, să atingă viteza unghiulară sincronă Ω_1, în absenţa cuplului rezistent la arbore.

În baza relaţiei (5.71) se poate reprezenta *caracteristica* $n = f(t)$. În fig. 5.16 s-au ridicat caracteristicile pentru patru valori ale alunecării critice.

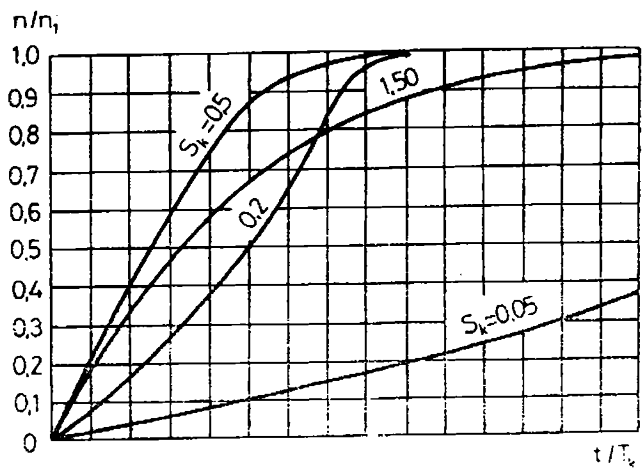


Fig. 5.16. Curbele $n = f(t)$ pentru diverse alunecări critice.

Făcînd în 5.71 derivata $\frac{dt_p}{ds_k} = 0$, se obţine alunecarea

$$s_{km} = \sqrt{\frac{s'^2 - s''^2}{\ln\left(\frac{s'}{s''}\right)^2}} \tag{5.73}$$

pentru care timpul de pornire între s', s'' este minim.

Timpul T_p de pornire de la turaţia nulă pînă la turaţia de regim, se determină introducînd în (5.71) $s' = 1$, $s'' = 0{,}01 \div 0{,}02$.

Căldura dezvoltată la pornire

1. Căldura dezvoltată în rotor.

$$W_2 = \int_0^{t_p} p_{Cu_2} dt \tag{5.74}$$

Dar (5.39), $p_{Cu_2} = sP_M = sM\Omega_1$ iar la pornirea în gol $M = J\frac{d\Omega}{dt} = -J\Omega_1\frac{ds}{dt}$ şi înlocuind în (5.74) se obţine

$$W_2 = -J\Omega_1^2\int_{s'}^{s''} s ds = J\frac{\Omega_1^2}{2}(s'^2 - s''^2) \tag{5.75}$$

Căldura dezvoltată în circuitul rotoric la variaţia turaţiei de la zero la turaţia sincronă este

$$W_2 = J\frac{\Omega_1^2}{2}$$

(obţinută din (5.75) pentru $s' = 1$, $s'' = 0$), independentă de tensiunea de alimentare sau parametrii maşinii şi egală cu energia cinetică a maselor în rotaţie.

2. Căldura dezvoltată în stator.

$$W_1 = \int_0^{t_p} p_{Cu_1} dt$$

Dar

$$\frac{p_{Cu_1}}{p_{Cu_2}} = \frac{m_1 R_1 I_1^2}{m_1 R_2' I_2'^2} = \frac{R_1}{R_2'}$$

dacă se neglijează I_{01} şi se consideră $I_1 \cong I_2'$ şi în consecinţă

$$W_1 = \frac{R_1}{R_2'}\int_0^{t_p} p_{Cu_2} dt = \frac{R_1}{R_2'} W_2 \tag{5.76}$$

3. În baza relațiilor (5.75), (5.76) căldura dezvoltată în mașină

$$W = W_1 + W_2 = \frac{J\Omega_1^2}{2}(s'^2 - s''^2)\left(1 + \frac{R_1}{R_2'}\right) \tag{5.77}$$

În procesul de pornire de la zero pînă la viteza unghiulară Ω_1, în mașină se dezvoltă cantitate de căldură

$$W = \frac{J\Omega_1^2}{2}\left(1 + \frac{R_1}{R_1'}\right) \tag{5.78}$$

Energia absorbită de mașină din rețea la pornirea în gol, are două componente, una $W_2 = J\Omega_1^2/2$ ce apare sub formă de energie cinetică a maselor în rotație, cealaltă W dată de (5.78) ce se transformă în căldură și încălzește înfășurările. Din (5.78) se observă că pericolul încălzirii este mai mare la mașinile cu momente de inerție importante.

5.5.1.1. PORNIREA MOTORULUI CU ROTOR BOBINAT

Mașina de inducție cu rotorul bobinat conectat în scurtcircuit și alimentată la tensiune nominală, ca urmare a rezistenței rotorice R_2' reduse, dezvoltă un cuplu electromagnetic de pornire relativ redus. De asemenea, curentul de pornire (5.69) limitat de rezistențele înfășurărilor și reactanțele de dispersie depășește de multe ori (5÷7 ori) curentul nominal. Condiția de reducere a curentului de pornire simultan cu asigurarea unui cuplu de pornire suficient de mare, este asigurată prin conectarea la inele a unui reostat de pornire R_p conform schemei electrice din fig. 5.17. În baza convenției, rezistența suplimentară R_p se consideră înglobată în rezistența înfășurării rotorice și determină o creștere a rezistenței R_2'. Aceasta are ca urmare reducerea curentului de pornire I_{1p}. În același timp crește alunecarea critică (relația 5.43) și caracteristica mecanică se modifică astfel încît cuplul de pornire crește (fig. 5.9). Se poate introduce o rezistență suplimentară astfel, încît să se obțină $s_k = 1$, cînd la pornire motorul dezvoltă cuplul maxim.

Caracteristica mecanică $M = f(s)$ a mașinii de inducție cu rotorul legat în scurtcircuit, alimentată la tensiune și frecvență nominală, este *caracteristica mecanică naturală*. Toate celelalte caracteristici ridicate pentru $R_p \neq 0$ sau la alte tensiuni și frecvențe sînt *caracteristici mecanice artificiale*.

În momentul conectării motorului la rețea, rezistența reostatului de pornire este maximă. Fie A (fig. 5.18) caracteristica mecanică artificială cores-

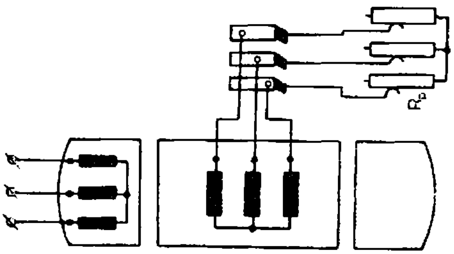


Fig. 5.17. Conectarea reostatului de pornire la inelele rotorice.

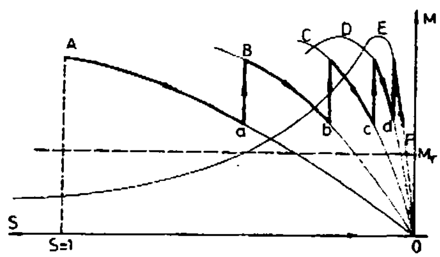


Fig. 5.18. Variația cuplului la pornirea reostatică a motorului de inducție.

punzătoare. Întrucît cuplul de pornire este superior cuplului rezistent, maşina intră în turaţie şi punctul de funcţionare descrie caracteristica în sensul săgeţii. Cu creşterea turaţiei cuplul electromagnetic scade şi corespunzător, se reduce şi accelerarea rotorului. Aproximînd $I_1 \cong I_2'$, din (5.41) rezultă că pe măsură ce maşina intră în turaţie, se reduce şi curentul absorbit din reţea. Cînd curentul rotoric a atins o valoare minimă dată (cînd cuplul electromagnetic obţine valoarea corespunzătoare punctului a), se scurtcircuitează o parte din rezistenţa R_p şi punctul de funcţionare sare pe caracteristica B. Corespunzător valorii sporite a cuplului, motorul este accelerat în continuare. În punctul b se scurtcircuitează o nouă treaptă din rezistenţa R_p, asistăm la o nouă creştere a cuplului şi curentului şi în consecinţă a turaţiei maşinii ş.a.m.d. pînă ce se ajunge pe caracteristica naturală E cînd reostatul R_p este complet scurtcircuitat. Punctul de funcţionare descrie caracteristica E şi se fixează în P unde $M = M_r$.

De obicei treptele de rezistenţă se dimensionează astfel, încît la descrierea porţiunilor de caracteristici artificiale, curentul rotoric să varieze între limite prestabilite. Cu cît valorile minime sînt mai ridicate (corespunzător punctele a, b, c, etc. de ordonată mai mare), cu atît cuplul dinamic $M - M_r$ este mai important şi pornirea mai rapidă.

Din cele prezentate rezultă că prin modificarea potrivită a rezistenţei R_p se pot asigura la un motor cu rotor bobinat valori convenabile atît pentru K_p cît şi pentru K_M.

Reostatul de pornire poate fi metalic, cu răcire în aer sau ulei, sau cu lichid. La reostatul cu lichid variaţia rezistenţei R_p se realizează în mod continuu. La reostatele metalice reglajul rezistenţei este continuu cînd cursorul poate fi deplasat în acelaşi fel pe firul de rezistenţă, sau în trepte, cînd rezistenţa este prevăzută cu ploturi.

Pornirea maşinii se poate automatiza prin utilizarea unor relee de timp care prin intermediul unor contactoare scurtcircuitează la momentele potrivite diversele trepte de rezistenţă sau unor relee de curent care să urmărească respectarea domeniului de variaţie al curentului. La utilizarea reostatelor cu reglaj continuu, există posibilitatea variaţiei rezistenţei astfel, încît curentul maşinii să fie practic neschimbat în tot cursul pornirii, eliminînd astfel şocurile de cuplu şi curent la trecerea de pe o treaptă de rezistenţă pe alta. În funcţie de curentul admis poate fi modificat după voie, timpul de pornire al motorului.

Alte soluţii de pornire ale motorului cu rotor bobinat.

1. *Plasarea reostatului de pornire pe rotor.* Se elimină astfel inelele de contact şi periile. Scurtcircuitarea diverselor trepte de rezistenţe se realizează prin dispozitive centrifugale. Principial soluţia este corespunzătoare, dar apar dificultăţi practice, de execuţie.

2. *Divizarea înfăşurării rotorice în două părţi pentru fiecare fază.* La pornire se conectează diferenţial (ca în fig. 5.19 cu întreruptorul K deschis). Pe această bază rezistenţa înfăşurării de fază creşte (cît suma rezistenţelor celor două părţi înseriate), iar reactanţa se reduce. T.e.m. indusă pe faza a este diferenţa fazorială a tensiunilor electromotoare induse în cele două părţi a', a'' şi poate fi făcută ori cît de mică. Analog pentru celelalte faze. Dacă cele două părţi a', a'' sînt plasate în aceleaşi crestături, pentru a obţine o tensiune rezultantă diferită de zero, trebuie să fie inegale, dacă sînt plasate în crestături diferite pot fi egale întrucît t.e.m. lor induse se obţin defazate.

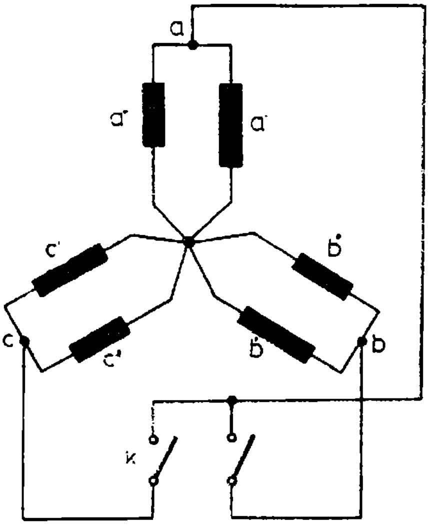


Fig. 5.19. Pornire prin conectare diferențială.

Limitarea tensiunii induse în rotor asigură o valoare redusă pentru curentul de pornire și pe această bază sînt eliminate inelele de contact și reostatul de pornire.

După intrarea în turație un dispozitiv centrifugal K se închide și părțile a', b', c' respectiv a'', b'', c'', formează două înfășurări simetrice independente, legate în stea.

5.5.1.2. PORNIREA MOTOARELOR DE INDUCȚIE CU ROTORUL ÎN SCURTCIRCUIT

5.5.1.2.1. PORNIREA PRIN CONECTARE DIRECTĂ LA REȚEA

Se aplică la motoare de putere redusă (sub 2,5 kW la motoare în construcție normală) întrucît K_p ia valori ridicate (curentul de pornire fiind curentul de scurtcircuit dat de (5.69), se obține $K_p = 5 \div 8$). Dacă rețeaua de alimentare suportă șocul de curent, pornirea prin conectare directă la rețea este cea mai simplă.[1]

5.5.1.2.2. PORNIREA CU TRANSFORMATOR (SAU AUTOTRANSFORMATOR)

Potrivit acestei metode motorul de inducție este alimentat cu o tensiune redusă. Se micșorează pe această cale șocul de curent din rețea, dar se reduce corespunzător și cuplul M_p.

[1] A se vedea și [27].

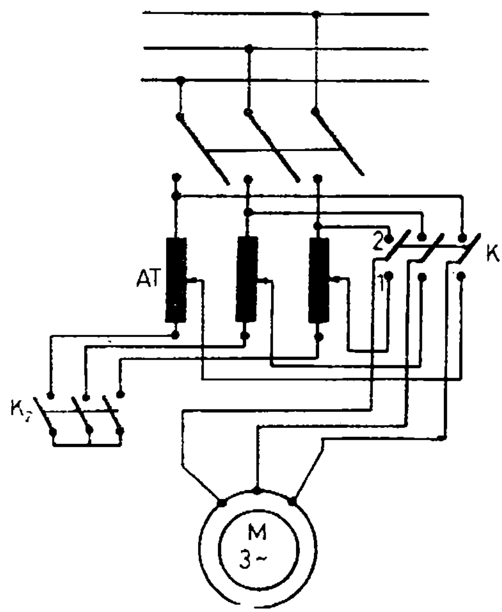


Fig. 5.20. Pornire cu autotransformator.

Fie pentru schema din fig. 5.20, U_r, I_{pr} tensiunea și curentul pe partea primară a autotransformatorului, U_m, I_{pm} tensiunea și curentul la bornele motorului. Corespunzător raportului de transformare K al autotransformatorului, avem

$$U_m = \frac{1}{K} U_r, \quad I_{pm} = K I_{pr} \tag{5.79}$$

Conform (5.39) cuplul de pornire al motorului

$$M_p = \frac{pm_1}{\omega_1} R_2' I_{pm}{}^2 \tag{5.80}$$

Considerind pentru cuplul nominal expresia

$$M_N \cong \frac{pm_1}{\omega_1} \frac{R_2'}{s_N} I_N^2, \tag{5.81}$$

raportul K_M la pornirea cu autotransformator devine

$$K_M = \frac{M_p}{M_N} = s_N \left(\frac{I_{pm}}{I_N}\right)^2 \tag{5.82}$$

Dar (5.69)

$$I_{pm} = \frac{U_m}{Z_{1sc}} = \frac{1}{K} \frac{U_r}{Z_{1sc}} = \frac{1}{K} I_{1sc}$$

și inlocuind în (5.82) se obține

$$K_M = s_N \frac{1}{K^2} \left(\frac{I_{1sc}}{I_N}\right)^2 = \frac{1}{K^2} K_{M_0} \tag{5.83}$$

unde $K_{M0} = s_N \left(\frac{I_{1sc}}{I_N}\right)^2$ corespunde pornirii la conectarea directă.

Analog raportul K_p la pornirea cu autotransformator este de forma

$$K_p = \frac{I_{pr}}{I_N} = \frac{1}{K}\frac{I_{pm}}{I_N} = \frac{1}{K^2}\frac{I_{1sc}}{I_N} = \frac{1}{K^2}K_{p0} \tag{5.84}$$

unde $K_{p0} = \frac{I_{1sc}}{I_N}$ corespunde pornirii prin conectare directă.

Din ecuațiile (5.83), (5.84) se observă că prin introducerea autotransformatorului, coeficienții K_M, K_p se reduc în aceeași măsură. În practică se alege astfel raportul de transformare K al autotransformatorului, încît să se obțină pentru K_M, K_p valori convenabile.

După ce motorul intră în turație, se trece întreruptorul K_1 de pe poziția 1 pe poziția 2 și mașina este conectată la întreaga tensiune. Pentru ca în continuare curenții prin autotransformator să fie nuli, se deschide K_2.

5.5.1.2.3. PORNIREA CU BOBINE DE REACTANȚĂ ÎN CIRCUITUL PRIMAR (fig. 5.21)

Pe această bază curentul de pornire ia valoarea

$$I_{pr} = I_{pm} = \frac{1}{\alpha} I_{sc1} \tag{5.85}$$

unde $\alpha > 1$.

Raportînd cuplul de pornire

$$M_p = \frac{pm_1}{\omega_1} R_2' I_{pr}^2$$

la cuplul nominal (5.81) se obține

$$K_M = s_N \left(\frac{I_{pr}}{I_N}\right)^2 = s_N K_p^2$$

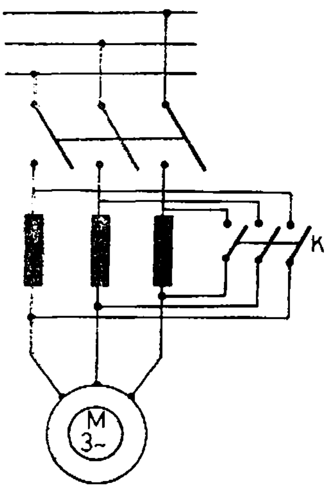


Fig. 5.21. Pornire cu bobine de reactanță.

Ținînd cont de (5.85) rezultă

$$K_p = \frac{I_{pr}}{I_N} = \frac{1}{\alpha}\frac{I_{1sc}}{I_N} = \frac{1}{\alpha}K_{p0}$$

$$K_M = \frac{1}{\alpha^2} s_N K_{p0}^2 = \frac{1}{\alpha^2} K_{M0} \tag{5.86}$$

Soluția utilizării unei bobine de reactanță pentru limitarea șocului de curent din rețea, este mai simplă și mai ieftină decît cea cu autotransformator. Coeficienții K_M, K_p nu se reduc însă în aceeași măsură, din (5.86) se observă o scădere mai rapidă a lui K_M, ceea ce repre-

zintă un dezavantaj al metodei. După intrarea în turaţie se închide întreruptorul K, reactanţa este scurtcircuitată şi motorul este alimentat la borne cu întreaga tensiune.

5.5.1.2.4. PORNIREA STEA-TRIUNGHI

Metoda este aplicabilă la motoarele care în mod normal funcţionează cu înfăşurarea primară în conexiune triunghi. Schema de pornire cu comutator stea-triunghi este reprezentată în fig. 5.22, *a*. Motorul este alimentat la reţea cu înfăşurarea primară conectată în stea. Curentul de pornire I_{py} este şi curentul de fază

$$I_{py} = I_{fy} = \frac{U_1}{\sqrt{3}Z_{1sc}} \tag{5.87}$$

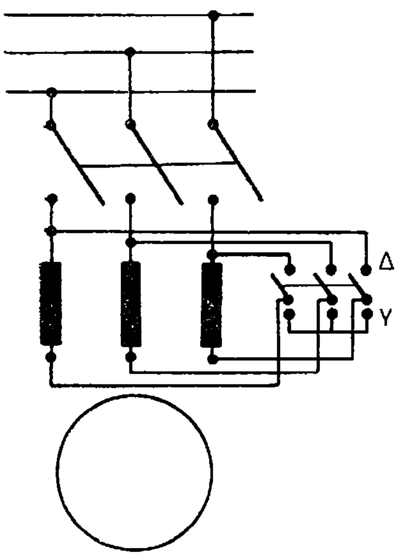
unde U_1 este tensiune de linie.

La pornirea cu înfăşurarea primară în conexiune triunghi, curentul de fază

$$I_{f\Delta} = \frac{U_1}{Z_{1sc}}$$

şi curentul de pornire absorbit din reţea

$$I_{p\Delta} = \sqrt{3}\, I_{f\Delta} = \frac{\sqrt{3}U_1}{Z_{1sc}} \tag{5.88}$$



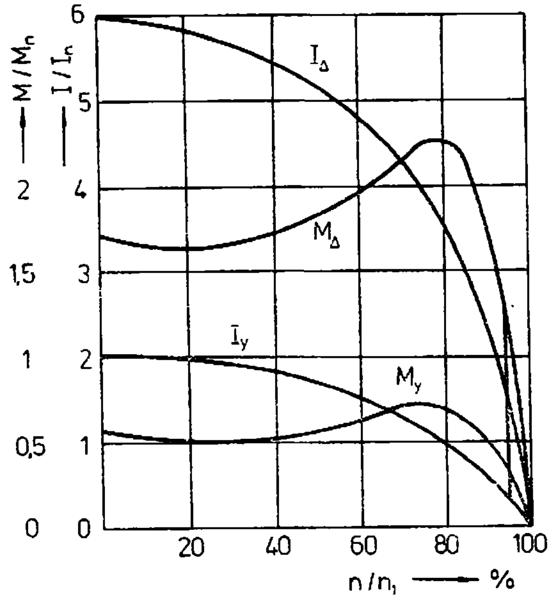


Fig. 5.22. Pornire cu comutator stea-triunghi.
a — schema de legături ; *b* — curbele de variaţie ale curentului şi cuplului la pornirea stea-triunghi.

Comparînd (5.87), (5.88) se obţine

$$\frac{I_{py}}{I_{p\Delta}} = \frac{1}{3} \tag{5.89}$$

şi şocul de curent prin pornirea în conexiune stea este redus de trei ori.

Conform (5.42) cuplul electromagnetic este proporţional cu patratul tensiunii de fază. Întrucît tensiunea de fază la conexiunea stea a înfăşurărilor este de $\sqrt{3}$ ori mai mică, avem şi

$$\frac{M_y}{M_\Delta} = \frac{1}{3} \tag{5.90}$$

Coeficienţii K_M, K_p se reduc la conexiunea stea de acelaşi număr de ori şi metoda analizată apare ca un caz particular al pornirii conform (§ 5.5.1.2.2). Întrucît cuplul electromagnetic de pornire al motorului prin trecerea la conexiunea stea se reduce sensibil, metoda este aplicabilă doar în cazul unor cupluri rezistente de valori mici.

După ce maşina a intrat în turaţie, se trece comutatorul pe poziţia triunghi şi la borne se aplică întreaga tensiune a reţelei. În fig. 5.22, *b* sînt indicate curbele de variaţie ale curenţilor şi cuplurilor la pornirea în conexiune stea şi triunghi. S-au reprezentat îngroşat porţiunile caracteristicilor descrise la pornirea prin metoda stea-triunghi.

Se observă modificarea prin salt a curentului şi cuplului, la trecerea de la conexiunea stea corespunzătoare pornirii, la conexiunea triunghi corespunzătoare funcţionării de durată.[1]

5.5.1.2.5. ÎMBUNĂTĂŢIREA CONDIŢIILOR DE PORNIRE ALE MAŞINII DE INDUCŢIE CU ROTORUL ÎN SCURTCIRCUIT PRIN MODIFICAREA CONSTRUCŢIEI

Maşina de inducţie cu rotorul în scurtcircuit în construcţie normală, dezvoltă în general un cuplu de pornire redus, la un curent de pornire relativ important. Acesta este un aspect dezavantajos la funcţionarea maşinii ca motor, mai ales în cazul unor porniri grele (cu cupluri rezistente importante). În vederea îmbunătăţirii performanţelor la pornire, se construiesc maşini de inducţie cu colivia rotorică în construcţie specială, statorul rămînînd neschimbat. În fig. 5.23, *a* sînt indicate crestături pentru colivii normale iar în fig. 5.23, *b*, 5.23, *c* crestături rotorice cu bare înalte şi cu dublă colivie.[2]

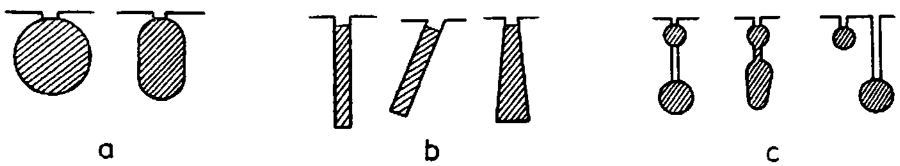


Fig. 5.23. Forme de crestături rotorice.
a — pentru colivii normale ; *b*, *c* — pentru rotoare cu efect pelicular (cu bare înalte respectiv cu dublă colivie).

[1] A se vedea şi [12], [24 IV], [27].
[2] A se vedea şi [3].

La maşina de inducţie avînd rotorul prevăzut cu o colivie simetrică, curenţii barelor formează un sistem polifazat simetric, cu numărul de faze egal cu numărul crestăturilor de pe o pereche de poli $m_2 = N_{c2}/p$ unde N_{c2} — numărul de crestături rotorice. Rezistenţele şi reactanţele pe faze R_2', X_2' la colivia în construcţie normală se pot considera constante, pentru variaţia turaţiei între 0 şi turaţia nominală. La motoarele cu efect pelicular, acestea sînt variabile în intervalul de turaţie considerat (cînd frecvenţa f_2 se modifică între f_1 şi o valoare foarte redusă apropiată de zero).

Fie *motorul cu rotor cu bare înalte* cu colivia rotorică ca în fig. 5.24, *a* şi o bară a coliviei (fig. 5.24, *b*) unde s-au reprezentat şi liniile cîmpului magnetic de dispersie al crestăturii). Pătrunderea cîmpului electromagnetic în bara rotorică este condiţionată de mărimea frecvenţei f_2. Prin integrarea ecuaţiilor diferenţiale pentru cîmpul electric şi magnetic din crestătură, presupunînd rotorul oprit ($f_2 = f_1$), rezultă repartiţia densităţii de curent pe înălţimea barei conform fig. 5.24, *c*, curba 1.

Se poate considera, pe baza repartiţiei densităţii de curent obţinute, că pentru poziţia oprită a motorului, curentul rotoric se stabileşte doar pe porţiunea superioară (dinspre întrefier) a barei, deci printr-un conductor de secţiune mai mică. În consecinţă, faţă de rezistenţa din curent continuu, rotorul la frecvenţa f_1 are o rezistenţă sporită. Şi reactanţa de dispersie a barei se reduce faţă de cazul repartiţiei uniforme a densităţii de curent, liniile de cîmp fiind constrînse să se aglomereze pe o porţiune mai mică din înălţimea barei.

Pe măsură ce motorul intră în turaţie, frecvenţa f_2 scade, cîmpul electromagnetic pătrunde în bară într-o măsură din ce în ce mai mare şi neuniformitatea repartiţiei densităţii de curent se reduce. La turaţia nominală, curentul se repartizează practic uniform (curba 2 fig. 5.24, *c*), rezistenţa barei se reduce la cea din curent continuu iar reactanţa de dispersie creşte ca urmare a creşterii permeanţei pe calea cîmpului de dispersie, repartizat pe întreaga înălţime a barei.

Creşterea rezistenţei R_2' ca urmare a efectului pelicular, determină mărirea cuplului de pornire ca şi la motoarele cu rotorul bobinat la care se introduc la inele rezistenţe suplimentare. Reducerea rezistenţei coliviei către

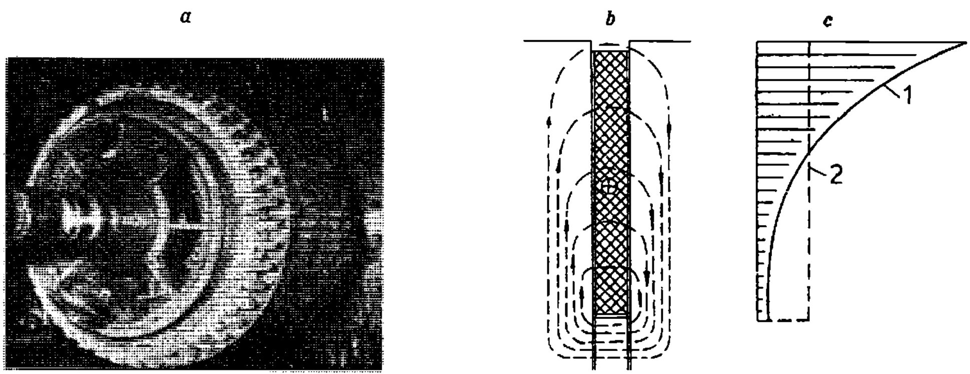


Fig. 5.24. *a* — rotor cu bare înalte; *b* — cîmpul de dispersie al crestăturii; *c* — repartiţia densităţii de curent în bară.

valoarea din curent continuu pe măsură ce mașina intră în turație, este echivalentă cu reducerea rezistențelor suplumentare la mașina cu rotorul bobinat.

Mărirea rezistenței R_2' la pornire, este cu atît mai importantă cu cît efectul pelicular este mai pronunțat. Din acest motiv barele rotorice se construiesc cu un raport important între înălțime și lățime.

Motorul de inducție cu bare înalte dezvoltă un cuplu de pornire $M_p = (1,2 \div 1,5) M_N$, superior celui dezvoltat de motorul cu colivie normală. Avînd în vedere însă configurația barei rotorice, cîmpul de dispersie rotoric este mai mare decît la o mașină în construcție normală și în consecință randamentul și factorul de putere la funcționarea în sarcină capătă valori mai mici. Scade de asemenea comparativ capacitatea de supraîncărcare a mașinii. Întrucît atît rezistența cît și reactanța rotorică se modifică în limite largi cu alunecarea, locul geometric al curentului se abate sensibil de la un cerc.

Cînd se urmărește obținerea unor cupluri de pornire și mai mari (la motoarele cu porniri grele) se construiesc *mașini de inducție cu colivie dublă* sau cu *colivii multiple*.

La rotorul cu crestăturile ca în fig. 5.23, *c*, barele superioare de secțiune mai mică și din materiale cu rezistivitate ridicată (bronz, aluminiu, fier), formează *colivia de pornire*, barele de secțiune mai mare și rezistivitate mică (de regulă din cupru) formează *colivia de lucru*. Cele două sisteme de bare pot fi scurtcircuitate prin inele comune sau, mai bine (pentru evitarea apariției unor eforturi mecanice determinate de dilatări neuniforme), prin inele separate.

La pornire (la frecvențe ridicate în rotor), curentul ca urmare a efectului pelicular, este refulat în colivia de pornire. Motorul se comportă ca și cum ar fi prevăzut în principal cu această colivie de rezistență mare și în consecință dezvoltă un cuplu important de pornire $M_p = (1 \div 2) M_N$. Pe măsură ce mașina intră în turație, refularea se reduce și crește participarea coliviei inferioare la producerea cuplului. La turația de regim, curenții se repartizează în cele două colivii practic în raport cu rezistențele și în consecință în principal în colivia de lucru de rezistență redusă.

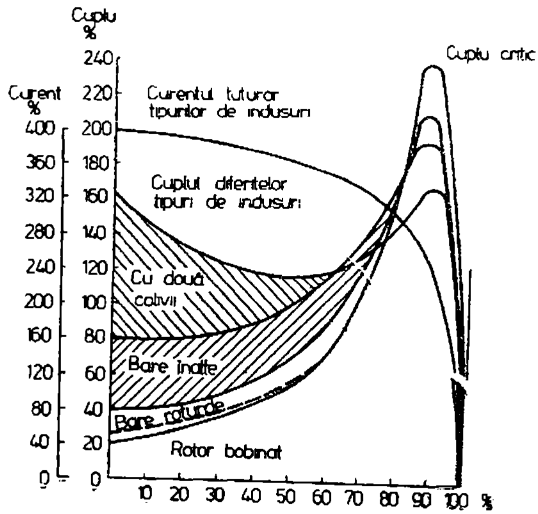


Fig. 5.25. Curbele cuplului și curentului în funcție de turație pentru diverse tipuri de indusuri.

Ca şi la motorul cu bare înalte, îmbunătăţirea performanţelor la pornire comparativ cu motorul cu colivie normală, este însoţită de o anume înrăutăţire a comportării în sarcină (reducerea randamentului, factorului de putere şi capacităţii de supraîncărcare), iar locul geometric al curentului se abate sensibil de la un cerc.

Dacă se admite un acelaşi curent de pornire, caracteristicile mecanice pentru diversele tipuri de indusuri sînt reprezentate în fig. 5.25. Se observă că mărirea cuplului de pornire la motoarele cu efect pelicular, este însoţită de reducerea cuplului critic.[1]

5.5.2. CARACTERISTICILE DE FUNCŢIONARE ALE MOTORULUI DE INDUCŢIE

Sînt aceleaşi caracteristici n, M, $\eta = f(P_2)$ şi $n = f(M)$, la care se adaugă *caracteristica factorului de putere cos* $\varphi_1 = f(P_2)$ ridicate pentru U_1 şi f constante. Alura curbelor pentru un motor de 50 kW, 380 V, 1 500 rot./min, cu rotorul în scurtcircuit este reprezentată în fig. 5.26 unde s-au mai reprezentat şi caracteristicile $P_1 = f(P_2)$, $I_1 = f(P_2)$, $s = f(P_2)$.

Se observă că turaţia maşinii variază în limite restrînse cu puterea utilă P_2, adică motorul are o *caracteristică de turaţie* rigidă în intervalul de alunecare $(0, s_k)$.

Curba randamentului repetă forma celor obţinute la transformator şi maşina de curent continuu. Valoarea maximă a randamentului se obţine pentru $P_2 = (0{,}6 : 0{,}75)P_{2N}$. Randamentul este funcţie de puterea maşinii şi anume creşte cu aceasta; pentru motoare de putere mijlocie ia valori între 85÷90%.

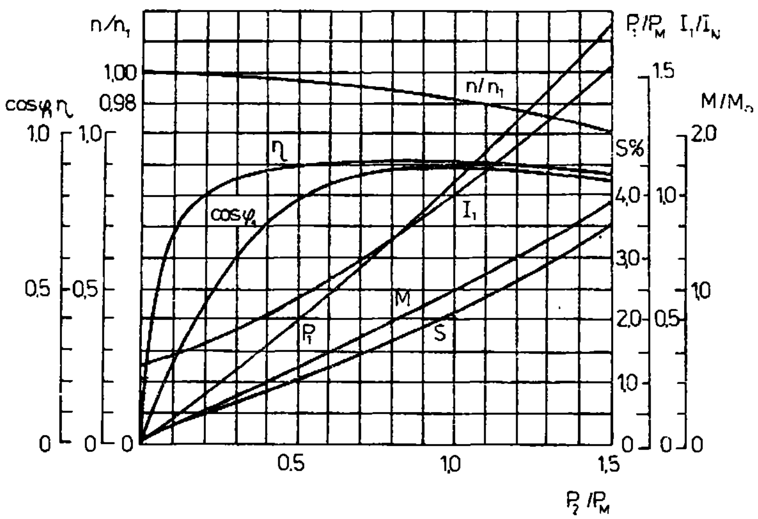


Fig. 5.26. Caracteristicile de funcţionare ale motorului de inducţie.

[1] A se vedea şi [6].

Curba $\cos \varphi_1 = f(P_2)$ este similară ca alură caracteristicii randamentului. Pentru $P_2 = 0$ (la mersul în gol), factorul de putere este cum s-a arătat, de valoare redusă. El crește cu puterea utilă și devine maxim în jurul puterii nominale. Trebuie observat că, așa cum rezultă și din diagrama cercului, mașina de inducție funcționează indiferent de sarcină cu un factor de putere inductiv, ceea ce reprezintă un aspect dezavantajos.

Trasarea caracteristicilor de funcționare se poate face simplu din diagrama cercului ridicată în baza încercărilor experimentale. Considerînd (fig. 5.12) pe dreapta Q_1Q_2 diverse valori s, se stabilesc punctele D curente pe cercul (C) și conform celor arătate în § 5.4 valorile căutate P_1, P_2, η, $\cos \varphi_1$ etc. Precizia rezultatelor este funcție de măsura în care locul geometric este într-adevăr un cerc. Metoda este aplicabilă la mașinile cu rotor bobinat și rotor cu colivie normală.

La motoarele de puteri mijlocii, ridicarea caracteristicilor de funcționare se face de regulă prin încărcarea în sarcină. Se presupun cunoscute pierderile mecanice și de ventilație și pierderile în fier, separate dintr-o probă de mers în gol precum și rezistența R_1 măsurată pe mașina în stare caldă. Se măsoară pentru fiecare încărcare puterea absorbită P_1, curentul I_1, alunecarea s și se calculează $\cos \varphi_1 = \frac{P_1}{m_1 U_1 I_1}$.

Prelucrarea rezultatelor experimentale decurge după cum urmează. Scăzînd (vezi schema energetică din fig. 5.7) din puterea P_1 pierderile în înfășurarea primară $p_{Cu_1} = m_1 R_1 I_1^2$ și pierderile în fier, se obține puterea electromagnetică P_M și la altă scară cuplul electromagnetic M. Întrucît alunecarea s este măsurată, se cunosc și pierderile în înfășurarea rotorică $p_{Cu_2} = sP_M$. Dacă se scad în continuare din P_M pierderile p_{Cu_2} și mecanice și de ventilație p_{m+v}, se obține puterea utilă P_2 și în consecință randamentul. Repetînd calculele pentru diverse încărcări, se ridică experimental caracteristicile de funcționare căutate. Valorile η, $\cos \varphi_1$, s, I_1, corespunzătoare lui P_{2N} se scriu pe plăcuța mașinii ca date nominale.

În toate cazurile cînd este posibilă încărcarea directă a mașinii, caracteristicile de funcționare trebuiesc ridicate pe această cale. Se apelează la metoda sintetică, însoțită de erori a diagramei curentului, cînd mașina de încercat, fiind de putere prea mare, nu se poate realiza încărcarea în plină sarcină.

5.5.3. REGLAREA TURAȚIEI MOTORULUI DE INDUCȚIE

Modificarea turației unui motor de inducție, se realizează în general cu dificultate. Metodele simple de reglare sînt însoțite de pierderi de energie, cu atît mai mari cu cît plaja de variație a turației este mai largă, iar cele economice cer instalații de alimentare speciale. Din acest motiv, deși motorul de inducție este mai simplu și mai robust decît motorul de curent continuu, din punctul de vedere al reglajului de turație, este concurat de acesta.

Posibilitățile de modificare a turației motorului de inducție, decurg din analiza ecuației (5.42). Conform acestei ecuații alura caracteristicii mecanice $M = f(s)$ poate fi schimbată prin intermediul frecvenței f_1 și tensiunii U_1,

prin modificarea lui p şi a rezistenţei R_2'. Variaţia lui R_1 sau a reactanţelor de dispersie nu influenţează considerabil curba $M = f(s)$ şi din acest motiv nu se ia în consideraţie.

5.5.3.1. REGLAREA TURAŢIEI PRIN INTERMEDIUL FRECVENŢEI

Utilizarea acestei metode presupune, fie alimentarea maşinii separat de la un grup motor-generator, fie intercalarea între reţeaua de frecvenţă f_1 şi motor, a unor instalaţii convertizoare de frecvenţă ce utilizează ventile electrice de diverse tipuri (ignitroane, tiristoare etc.).

Cum rezultă din (5.43), (5.44) dacă pentru tensiunea $U_1 =$ ct. frecvenţa de alimentare $f < f_1$, atunci cresc s_k şi M_K. Dar, conform relaţiei

$$U_1 \cong U_{e_1} = \pi \sqrt{2} f N_1 K_{B_1} \Phi \tag{5.91}$$

creşte corespunzător saturaţia maşinii şi în consecinţă frecvenţa de alimentare f nu se poate reduce prea mult. Dacă $f > f_1$, scade cuplul critic, se reduce capacitatea de supraîncărcare a maşinii.

Caracteristicile tehnico-economice ale motorului se păstrează pentru o plajă largă de variaţie a turaţiei, dacă modificarea frecvenţei este însoţită de modificarea tensiunii, astfel ca $\frac{U}{f} =$ ct. În acest caz, dacă se neglijează în (5.44), rezistenţa R_1, cuplul critic M_K rămîne aproximativ constant şi se modifică doar s_k. De asemenea (5.91), saturaţia maşinii rămîne practic neschimbată.

Caracteristicile mecanice ce se obţin sînt de forma celor din fig. 5.9 şi anume, frecvenţelor scăzute le corespund curbele cu rezistenţă rotorică sporită sau din fig. 5.27 dacă se pune în evidenţă turaţia.

Această metodă este cea mai eficientă dar necesitatea unei surse de putere de frecvenţă variabilă, o face costisitoare.[1]

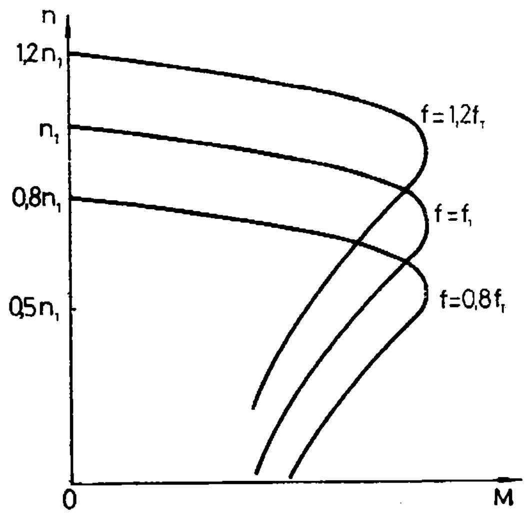


Fig. 5.27. Caracteristicile mecanice $n = f(M)$ obţinute prin variaţia frecvenţei astfel ca $\frac{U}{f} =$ ct.

[1] A se vedea şi [12].

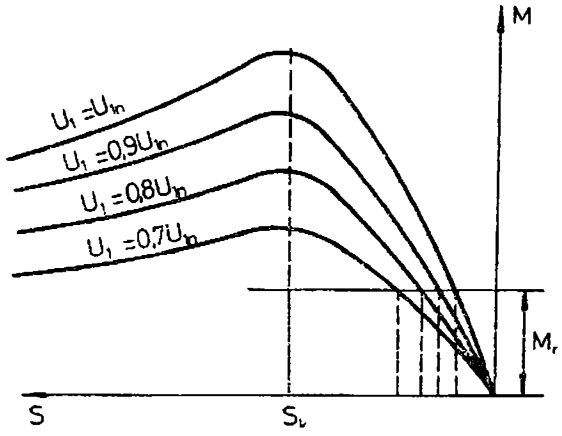


Fig. 5.28. Caracteristicile mecanice $M = f(s)$ obținute prin variația tensiunii de alimentare.

5.5.3.2. REGLAREA TURAȚIEI PRIN INTERMEDIUL TENSIUNII DE ALIMENTARE

Din (5.43), (5.44) se constată că modificarea tensiunii U_1 schimbă în limite largi cuplul critic M_K, alunecarea s_k rămînînd aceeași. În fig. 5.28 sînt reprezentate caracteristicile $M = f(s)$ pentru diverse tensiuni U_1. Pentru un cuplu rezistent $M_r =$ ct. dat, se observă că scăderea tensiunii, determină scăderea turației mașinii. Turația minimă ce se poate obține este $n = n_1 \cdot (1 - s_k)$ și corespunde tensiunii pentru care $M_k = M_r$. Metoda este economică dar reglajul este în limite restrînse, s_k fiind de regulă de ordinul cîtorva procente și în plus cu scăderea tensiunii se reduce sensibil capacitatea de supraîncărcare a motorului.

5.5.3.3. REGLAREA TURAȚIEI PRIN SCHIMBAREA NUMĂRULUI DE POLI

Potrivit acestei metode în stator se plasează fie două înfășurări independente, bobinate pentru numere diferite de perechi de poli, fie o singură înfășurare la care prin modificarea conexiunilor să se obțină numere diferite de perechi de poli.

Metoda se aplică doar la motoarele cu rotorul în scurtcircuit pentru care colivia prezintă automat numărul de poli ai înfășurării statorice. La mașinile cu rotorul bobinat ar trebui operată schimbarea numărului de poli și în rotor, ceea ce ar complica sensibil construcția mașinii.

În fig. 5.29 se arată cum se poate trece de la $p = 2$ (fig. 5.29, *a*) la $p = 1$ (fig. 5.29, *b*, 5.29, *c*) modificînd conexiunile bobinelor unei înfășurări de fază. Înfășurările de fază astfel modificate, se pot lega în stea sau triunghi

la trecerea de la un număr de perechi de poli la altul, încît solicitările electrice şi magnetice să fie acceptabile în ambele situaţii. În funcţie de modul de conectare al bobinelor, se obţin motoare ce funcţionează la cuplu constant sau la putere constantă.

Întrucît p nu poate fi decît un număr întreg, reglajul de turaţie este în trepte.[1]

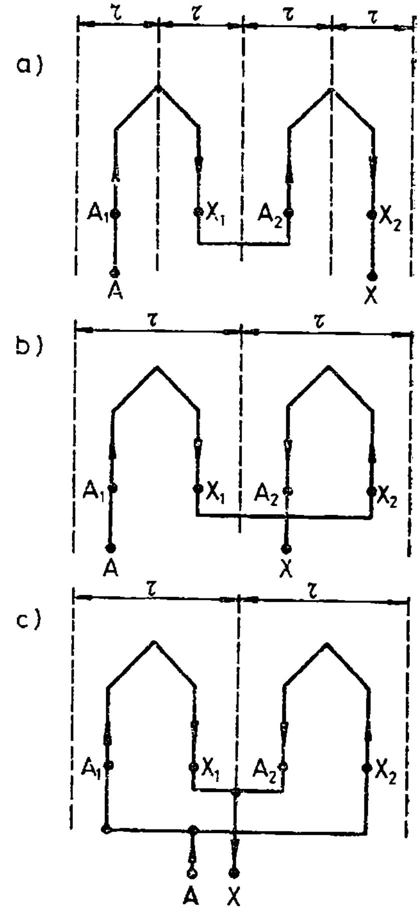


Fig. 5.29. Înfăşurarea pentru $p = 2$ şi $p = 1$.

5.5.3.4. REGLAREA TURAŢIEI PRIN VARIAŢIA REZISTENŢEI CIRCUITULUI ROTORIC

Potrivit acestei metode, aplicabilă la motorul cu rotor bobinat, se conectează la inele un reostat simetric ce introduce în circuitul rotoric o rezistenţă suplimentară de reglare. Caracteristicile mecanice ce se obţin sînt de forma din fig. 5.9. Cu cît rezistenţa de reglare este mai mare, cu atît creşte alunecarea critică (rel. 5.43). Pentru un cuplu rezistent M_r = ct. modificînd continuu rezistenţa reostatului, se obţine în mod simplu o plajă largă de reglare a turaţiei, ceea ce reprezintă un avantaj esenţial al metodei. Dar pierderile în rotor $p_{Cu_2} = sM\Omega_1 \cong sP_1$ şi pentru alunecări mari, valoarea randamentului motorului este sensibil afectată (dacă reglarea de turaţie se face pînă la $0{,}5n_1$ pierderile din rotor sînt aproximativ $^1/_2$ din puterea absorbită).

Metoda este neeconomică şi prin faptul că devine necesar un reostat de reglare, care fiind dimensionat din punct de vedere termic pentru funcţionarea de durată, este voluminos şi scumpeşte şi instalaţia în ansamblu.

Dată fiind simplitatea metodei, cu toate dezavantajele pe care le comportă, se utilizează frecvent la variaţia turaţiei cu 20—25%.

În afara metodelor enumerate, se pot avea în vedere şi alte căi de reglare a turaţiei.

---

[1] A se vedea şi [3].

5.5.3.5. REGLAREA TURAŢIEI PRIN INTRODUCEREA UNEI TENSIUNI AUXILIARE ÎN CIRCUITUL ROTORIC

Corespunzător acestei metode, la inele se conectează o maşină de curent alternativ cu colector sau o instalaţie statică modificatoare de frecvenţă. Notînd cu $P_e \lesseqgtr 0$, puterea electrică schimbată pe la inele, avem

$$p_{Cu_2} = sM\Omega_1 = m_1 R_2' I_2'^2 + P_e \tag{5.92}$$

Pentru $P_e > 0$ instalaţia modificatoare de frecvenţă (sau maşina de curent alternativ cu colector) este receptoare, altfel generatoare. În schema prezentată, numită *schemă în cascadă*, spre deosebire de metoda conectării la inele a unei rezistenţe de reglare ce primeşte puterea P_e şi o transformă în căldură, această putere se poate recupera şi în consecinţă reglajul turaţiei în limite largi devine avantajos.

5.5.3.6. REGLAREA TURAŢIEI PRIN CUPLAREA ÎN CASCADĂ A MAŞINILOR DE INDUCŢIE

Potrivit metodei se cuplează mecanic şi electric două maşini de inducţie I, II, cu p_1 respectiv p_2 perechi de poli. Se pot cupla electric înfăşurarea rotorică a maşinii *I* cu înfăşurarea statorică a maşinii II, rotorul acesteia fiind închis peste o rezistenţă sau în scurtcircuit, sau, ca în fig. 5.30 unde s-au cuplat electric înfăşurările rotorice.

Fie

$$n_{1I} = \frac{f_1}{p_1}, \quad n_{1II} = \frac{f_2}{p_2} \tag{5.93}$$

turaţiile de sincronism ale maşinilor I, II şi n turaţia arborelui comun. Avem

$$f_2 = \frac{n_{1I} - n}{n_{1I}} f_1 \tag{5.94}$$

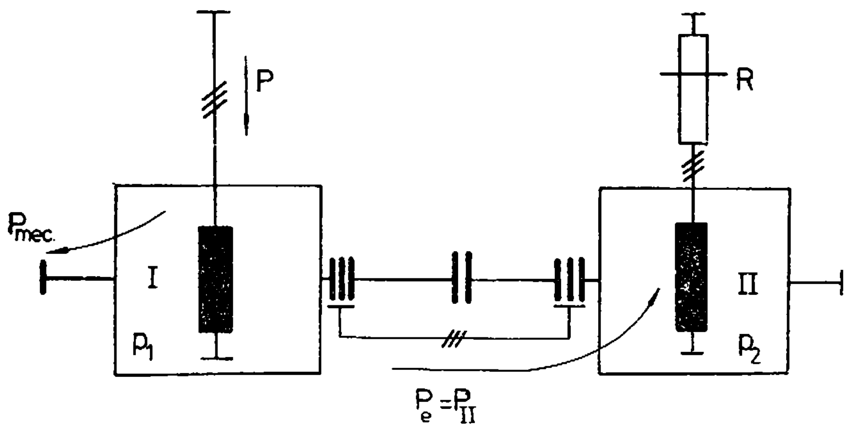


Fig. 5.30. Conectarea în cascadă a două maşini de inducţei.

şi

$$n_{III} = \frac{n_{II} - n}{n_{II}} f_1 \frac{1}{p_2} = (n_{II} - n) \frac{p_1}{p_2} \tag{5.95}$$

Turaţia de sincronism a arborelui se obţine la $n_{III} = n$ sau ţinînd cont de (5.95)

$$n = \frac{n_{II} p_1}{p_1 + p_2} = \frac{f_1}{p_1 + p_2} \tag{5.96}$$

şi cascada se comportă ca o maşină cu $p = p_1 + p_2$.

În consecinţă, prin intermediul maşinilor din fig. 5.30, se poate obţine funcţionarea economică la următoarele turaţii sincrone $\frac{f_1}{p_1}$, $\frac{f_1}{p_2}$, $\frac{f_1}{p_1 + p_2}$ cînd lucrează respectiv doar prima maşină, doar cea de a doua maşină şi ambele în cascadă.

Maşinile I, II se dimensionează pentru puteri diferite. Astfel, dacă pentru puterea P primită de maşina I din reţea se neglijează pierderile, puterea electrică P_e transmisă la inelele maşinii II este

$$P_e = \frac{n_{II} - n}{n_{II}} P$$

şi ţinînd cont de (5.93), (5.96)

$$P_e = P_{II} = \frac{p_2}{p_1 + p_2} P \tag{5.97}$$

Puterea mecanică transmisă de maşina I la arbore, pentru care se dimensionează maşina I, este

$$P_{mec} = P_I = P - P_e = \frac{p_1}{p_1 + p_2} P \tag{5.98}$$

Dacă cuplarea mecanică se face prin reductor de turaţie cu raportul γ al turaţiilor, relaţia (5.96) devine

$$n = \frac{f_1}{p_1 + \gamma p_2}$$

iar maşinile I, II trebuiesc dimensionate pentru puterile

$$P_I = \frac{p_1}{p_1 + \gamma p_2} P; \quad P_{II} = \frac{\gamma p_2}{p_1 + \gamma p_2} P$$

Dezavantajul schemei din fig. 5.30 constă în valorile reduse ale factorului de putere, randamentului şi capacităţii de supraîncărcare, comparativ cu o singură maşină.[1]

---

[1] A se vedea şi [24 IV].

5.5.3.7. REGLAREA TURAȚIEI LA ALIMENTAREA PRIN IMPULSURI

Pentru un cuplu rezistent M_r dat, se obține o viteză dorită, modificînd raportul t_1/t_2 unde t_1, t_2 sînt timpii cît motorul este conectat la rețea respectiv deconectat. Frecvența conectărilor trebuie să fie suficient de mare pentru ca motorul să nu intre în vibrație.

5.5.3.8. REGLAREA TURAȚIEI PRIN UTILIZAREA MOTOARELOR MULTIPLE

Un astfel de motor este reprezentat în fig. 5.31 în care între rotorul R și statorul S rotește rotorul intermediar RI, prevăzut pe periferia interioară cu o înfășurare polifazată bobinată pentru p_1 perechi de poli, alimentată prin intermediul inelelor I, iar pe partea către stator cu o înfășurare în scurtcircuit. Rotorul R prezintă o înfășurare în scurtcircuit iar statorul S o înfășurare polifazată bobinată pentru p_2 perechi de poli. Statorul S și rotorul RI formează împreună o mașină cu p_2 perechi de poli, iar RI și R o altă mașină cu p_1 perechi de poli. Prin alimentarea separată sau simultană (cu aceeași succesiune a fazelor sau diferită) a mașinilor componente, se obțin turațiile de sincronism

$$\frac{f_1}{p_1}, \quad \frac{f_1}{p_2}, \quad \frac{f_1}{p_1} \pm \frac{f_1}{p_2}$$

Metoda este economică și se utilizează cînd se urmărește obținerea unor turații peste $n = 3\,000$ rot/min la frecvența de 50 Hz a rețelei.[1]

Concluzii. La metodele prezentate se pot adăuga și altele. Dintre ele nu se distinge nici una care să corespundă pe deplin. Din acest motiv s-a elaborat un număr mare de metode, dintre care pentru un caz concret se alege cea mai avantajoasă din punct de vedere tehnico-economic.

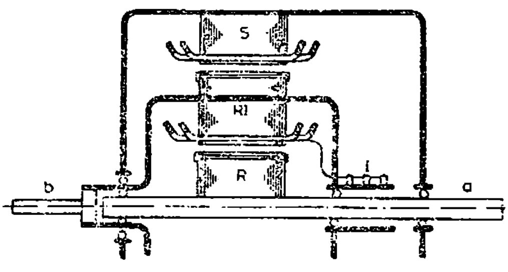


Fig. 5.31. Motor multiplu.

[1] A se vedea și [24 IV].

5.5.4. MOTORUL DE INDUCŢIE MONOFAZAT

Reprezentarea principială a motorului de inducţie monofazat este indicată în fig. 5.32.[1] El prezintă o înfăşurare statorică monofazată dispusă în $^2/_3$ din crestături, alimentată la reţea, rotorul (în scurtcircuit sau bobinat) m_2 — fazat, fiind în construcţie normală.

Studiul funcţionării maşinii monofazate se reduce la cel al unei maşini de inducţie trifazate, la care o fază este deconectată de la reţea. Conform figurii 5.33 avem $\underline{I}_A = 0$, $\underline{I}_B = \underline{I}$, $\underline{I}_C = -\underline{I}$. Aplicînd metoda componentelor simetrice se obţine

$$\underline{I}_{A1} = \frac{1}{3}(a - a^2)\underline{I}, \quad \underline{I}_{A2} = \frac{1}{3}(a^2 - a)\underline{I}, \quad \underline{I}_{A0} = 0 \tag{5.99}$$

Faţă de sistemele curenţilor de succesiune directă şi inversă, comportarea maşinii de inducţie este cunoscută. Dacă $s_1 = s = \frac{n_1 - n}{n_1}$ este alunecarea maşinii faţă de cîmpul învîrtitor de succesiune directă de turaţie $n_1 = \frac{f}{p}$, alunecarea s_2 faţă de cîmpul învîrtitor de succesiune inversă ce roteşte cu turaţia $-n_1$ este

$$s_2 = \frac{-n_1 - n}{-n_1} = 2 - s \tag{5.100}$$

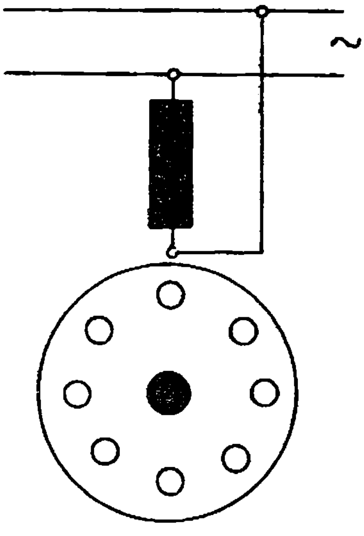


Fig. 5.32. Motor de inducţie monofazat.

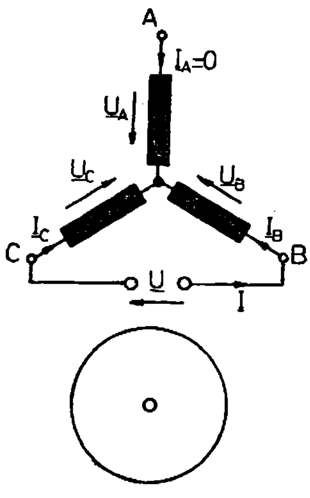


Fig. 5.33. Schema unei maşini de inducţie trifazată, alimentată monofazat.

[1] A se vedea [12], [24 IV].

Notînd $\underline{Z}_{e1}$, $\underline{Z}_{e2}$ impedanţele echivalente ale maşinii pentru succesiunile directă şi inversă

$$\underline{Z}_{e1} = \underline{Z}_1 + \frac{\underline{Z}_{1m}\left(\frac{R_2'}{s} + jX_2'\right)}{\frac{R_2'}{s} + jX_2' + \underline{Z}_{1m}}$$

$$\underline{Z}_{e2} = \underline{Z}_1 + \frac{\underline{Z}_{1m}\left(\frac{R_2'}{2-s} + jX_2'\right)}{\frac{R_1'}{2-s} + jX_2' + \underline{Z}_{1m}} \tag{5.101}$$

pentru componentele corespunzătoare ale tensiunii pe faza A, se obţine

$$\underline{U}_{A1} = \underline{Z}_{e1}\underline{I}_{A1}, \qquad \underline{U}_{A2} = \underline{Z}_{e2}\underline{I}_{A2} \tag{5.102}$$

Maşina de inducţie monofazată poate fi privită ca echivalentă cu două maşini de inducţie trifazate simetrice, plasate pe acelaşi arbore şi alimentate cu sistemele de tensiuni de succesiune directă şi inversă (5.102).

Se exprimă tensiunea la bornele maşinii monofazate în forma

$$\underline{U} = \underline{U}_B - \underline{U}_C = \underline{U}_{B1} + \underline{U}_{B2} - \underline{U}_{C1} - \underline{U}_{C2} \tag{5.103}$$

Pentru componentele de succesiune directă şi inversă ale tensiunilor pe fazele B, C avem

$$\begin{aligned} \underline{U}_{B1} &= a^2\underline{Z}_{e1}\underline{I}_{A1} \qquad & \underline{U}_{B2} &= a\underline{Z}_{e2}\underline{I}_{A2} \\ \underline{U}_{C1} &= a\underline{Z}_{e1}\underline{I}_{A1} \qquad & \underline{U}_{C2} &= a^2\underline{Z}_{e2}\underline{I}_{A2} \end{aligned} \tag{5.104}$$

şi înlocuind în (5.103) rezultă

$$\underline{U} = \underline{Z}_{e1}a^2\underline{I}_{A1} + \underline{Z}_{e2}a\underline{I}_{A2} - \underline{Z}_{e1}a\underline{I}_{A1} - \underline{Z}_{e2}a^2\underline{I}_{A2}$$

sau după calcule ţinînd cont şi de (5.99) se obţine în final

$$\underline{U} = (\underline{Z}_{e1} + \underline{Z}_{e2})\underline{I} \tag{5.104'}$$

Schema echivalentă a maşinii de inducţie monofazate potrivit ecuaţiei (5.104′) este reprezentată în fig. 5.34.

Cuplul electromagnetic

$$M = M_1 + M_2 \tag{5.105}$$

unde M_1, M_2 sînt cuplurile corespunzătoare succesiunilor directă şi inversă de tensiuni. Cînd alunecarea pentru seccesiunea directă este zero, pentru succesiunea inversă este 2 şi în consecinţă într-un sistem comun de axe, cele două caracteristici mecanice ocupă poziţia din fig. 5.35.

Cu linie îngroşată s-a reprezentat caracteristica cuplului rezultant. Se observă că la $s = 1$, $M_1 = M_2$, cuplul rezultant $M = 0$ şi în consecinţă motorul nu porneşte singur. La aceeaşi concluzie se ajunge observînd că pentru $s = 1$, cîmpul magnetic rezultant în maşină este alternativ (fără componentă învîrtitoare). Într-adevăr, impedanţele $\underline{Z}_{e1}$, $\underline{Z}_{e2}$ faţă de curenţii egali de suc-

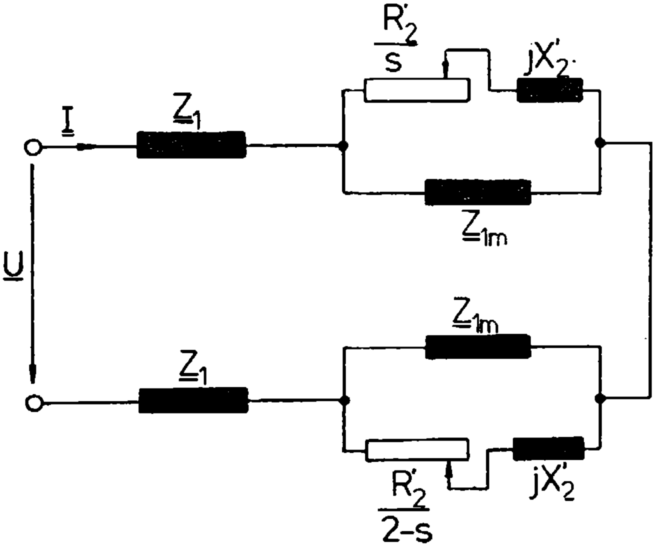


Fig. 5.34. Schema echivalentă a mașinii de inducție monofazate.

cesiune directă și inversă devin aceleași și cîmpurile învîrtitoare corespunzătoare sînt egale ; cum se știe din § 1.3, compunerea lor conduce la un cîmp alternativ.

La $s \neq 1$, $\underline{Z}_{e1} \neq \underline{Z}_{e2}$ și compunerea cîmpurilor învîrtitoare direct și invers de amplitudini diferite, determină o componentă alternativă și o componentă învîrtitoare în sensul cîmpului de amplitudine mai mare (sau conform § 1.3, un cîmp rezultant învîrtitor eliptic). Corespunzător componentei învîrtitoare, se dezvoltă un cuplu $M \neq 0$.

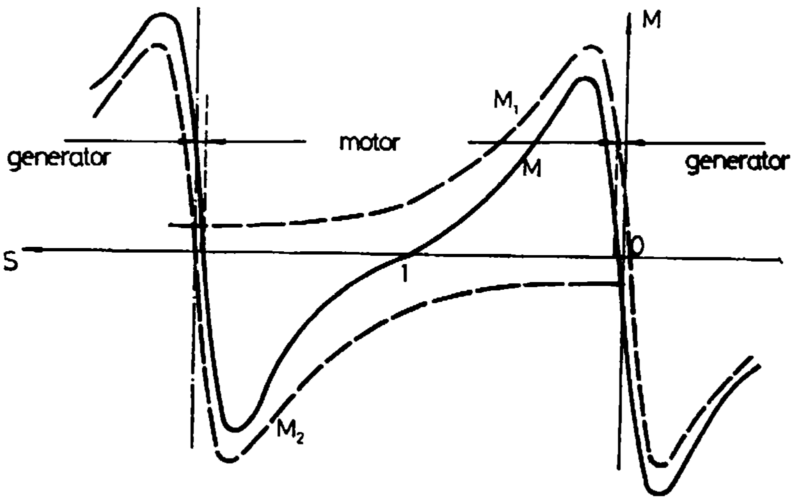


Fig. 5.35. Caracteristica $M(s)$ a unei mașini de inducție monofazate.

Dacă maşina monofazată este antrenată printr-un mijloc oarecare în sensul succesiunii directe, $M_1 > M_2$ (fig. 5.35) şi dacă $M = M_1 - M_2 > M_r$, unde M_r — cuplul rezistent la arbore, va intra în turaţie şi va funcţiona ca motor în sensul succesiunii directe. Dacă se dă o rotaţie în sens invers, $M_2 > M_1$ şi maşina devine motor în sensul succesiunii inverse. Rezultă de aici că maşina de inducţie monofazată nu are un sens de rotaţie preferenţial. Ea porneşte ca motor în sensul în care este rotită din exterior.

După ce a atins o turaţie apropiată de n_1 într-un sens sau celălalt, dincolo de aceasta trece în regim de generator pentru succesiunea respectivă (fig. 5.35). Maşina monofazată nu are regim de frînă electromagnetică.

În vederea asigurării unui cuplu de pornire diferit de zero, în crestăturile statorice rămase libere (pe $1/3$ din periferia maşinii), se prevede o înfăşurare suplimentară rotită cu $\frac{\pi}{2}$ radiani electrici faţă de înfăşurarea principală şi alimentată la aceeaşi reţea. Prin înserierea unei impedanţe exterioare $\underline{Z}$, în înfăşurarea suplimentară se stabileşte un curent $\underline{I}_s$ de mărime şi fază convenabilă faţă de $\underline{I}$. Cîmpul rezultant al celor două înfăşurări decalate în spaţiu şi alimentate cu curenţii $\underline{I}_s$, $\underline{I}$ defazaţi în timp, este un cîmp învîrtitor. Componenta circulară a cîmpului determină cuplul electromagnetic de pornire $M_p \neq 0$. Dacă cele două înfăşurări rotite cu $\frac{\pi}{2}$ rad. el. sînt identice şi curenţii $\underline{I}$, $\underline{I}_s$ sînt egali şi defazaţi cu $\frac{\pi}{2}$, cîmpul rezultant învîrtitor eliptic devine circular.

În practică drept element de defazare serveşte un condensator C_p (fig. 5.36, *a*). Cuplul maşinii cu şi fără fază auxiliară este reprezentat în figură prin curbele 2 şi 1. După pornire un întreruptor centrifugal deconec-

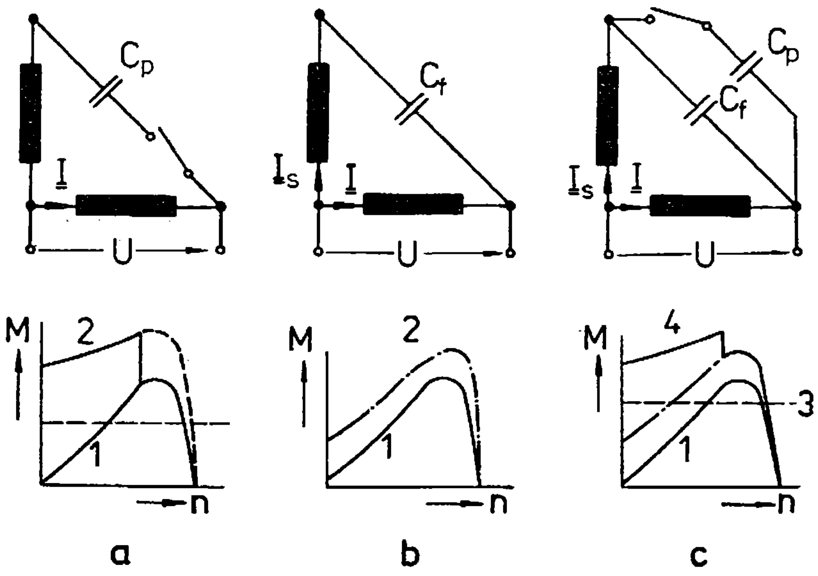


Fig. 5.36. Scheme de pornire şi caracteristicile mecanice ce se obţin.

tează înfăşurarea auxiliară de la reţea şi punctul de funcţionare se mută de pe curba 2 pe curba 1. Condensatorul şi înfăşurarea auxiliară pot să rămînă conectate şi în timpul funcţionării de durată, în vederea îmbunătăţirii factorului de putere şi măririi capacităţii de supraîncărcare. În acest caz înfăşurarea suplimentară trebuie dimensionată din punct de vedere termic, pentru funcţionarea de durată. Capacitatea condensatorului C_f, numit *condensator de lucru*, este mai mică decît în cazul precedent. Schema de legături şi caracteristicile mecanice sînt indicate în fig. 5.36, *b*. Prin 2 s-a reprezentat caracteristica mecanică a motorului în prezenţa condensatorului C_f. În sfîrşit, pentru îmbunătăţirea atît a condiţiilor de pornire cît şi de funcţionare de durată, se prevăd uneori două condensatoare C_p C_f, legate în paralele (fig. 5.36, *c*) dintre care unul rămîne conectat şi după intrarea în turaţie. După ce motorul porneşte pe caracteristica mecanică 4 (cu capacităţile C_p, C_f conectate), ce asigură un cuplu de pornire ridicat, trece pe caracteristica de funcţionare 3, similară caracteristicii 2 din fig. 5.26, *b*.

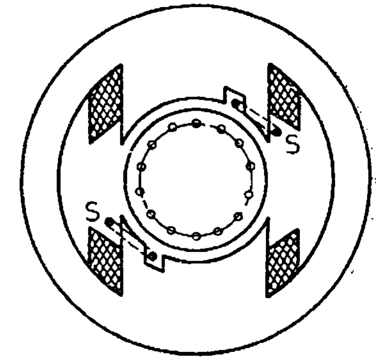


Fig. 5.37. Motor de inducţie monofazat cu spiră ecran.

La maşinile de putere mică, sub 150 kW, înfăşurarea monofazată statorică se realizează pentru simplificare ca bobine concentrate plasate pe poli proeminenţi (fig. 5.37). Rolul înfăşurării auxiliare îl joacă spira S care ecranează o parte din suprafaţa polului. În consecinţă, fluxurile prin partea ecranată şi neecranată sînt defazate în timp şi se obţine un cîmp învîrtitor care asigură pornirea maşinii.

Pentru mărirea permeanţei magnetice a maşinii faţă de cîmpul învîrtitor şi îmbunătăţirea pe această cale a caracteristicilor motorului, între piesele polare se plasează şunturi magnetice.

5.6. REGIMUL DE GENERATOR AL MAŞINII DE INDUCŢIE

Fie o maşină de inducţie conectată la reţeaua de tensiune U_1 funcţionînd ca motor în punctul D (diagrama curentului din fig. 5.12). Dacă sarcina la arbore se reduce continuu, alunecarea scade, punctul D se plimbă pe cerc şi la cuplul rezistent nul ajunge în D_0', cînd maşina absoarbe din reţea puterea necesară acoperirii tuturor pierderilor. Antrenînd la sincronism maşina cu un motor auxiliar, se obţine punctul de mers în gol ideal D_0 în care o parte din pierderile maşinii (cele mecanice şi de ventilaţie) sînt acoperite pe seama cuplului activ aplicat la arbore. Modificînd în continuare turaţia motorului de antrenare, astfel ca $n > n_1$, alunecarea s devine negativă şi conform (5.39) cuplul electromagnetic al maşinii schimbă de semn, din motor devine un cuplu rezistent. O parte sporită din pierderi este acoperită de motorul de antrenare, iar în D_μ reţeaua de alimentare nu mai transmite decît puterea reactivă necesară magnetizării maşinii. La creşterea în

continuare a alunecării în domeniul valorilor negative prin mărirea cuplului activ de la arbore, curentul $\underline{I}_1$ descrie porţiunea cercului (*C*) plasată sub axa imaginară, ce corespunde funcţionării ca generator.

Se observă că la trecerea în generator, doar componenta activă a curentului schimbă de semn, componenta reactivă rămînînd în continuare inductivă. Maşina debitează puterea activă în reţea dar absoarbe de la aceasta o putere reactivă necesară producerii cîmpului magnetic. Puterea de magnetizare este variabilă în sarcină, în primul rînd ca urmare a modificării cîmpului de dispersie al maşinii cu încărcare.

Notînd puterea primită la arbore cu P_1 şi cu P_2 puterea electrică cedată reţelei, bilanţul energetic al generatorului de inducţie arată că în fig. 5.38.

Dacă se păstrează asocierea sensurilor pozitive pentru curenţi şi tensiuni, ecuaţiile (5.31) sînt valabile şi în regimul de generator. Diagrama fazorială a generatorului de inducţie, construită pe baza acestor ecuaţii în care s-a ţinut cont că $s < 0$, este reprezentată în fig. 5.39.

Caracteristica mecanică $M = f(s)$ a generatorului de inducţie este reprezentată în cadranul IV din fig. 5.8, *a*.

Frecvenţa tensiunii de la bornele generatorului conectat la o reţea exterioară este frecvenţa reţelei. Dar maşina de inducţie poate funcţiona şi ca *generator autonom*, pe o *reţea proprie*, dacă se asigură printr-un mijloc oarecare puterea de magnetizare necesară.[1]

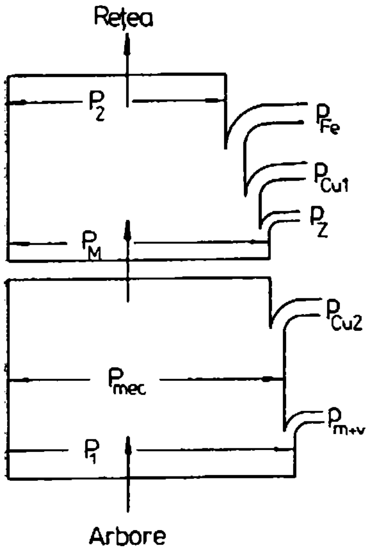


Fig. 5.38. Bilanţul energetic la funcţionarea maşinii de inducţie ca generator.

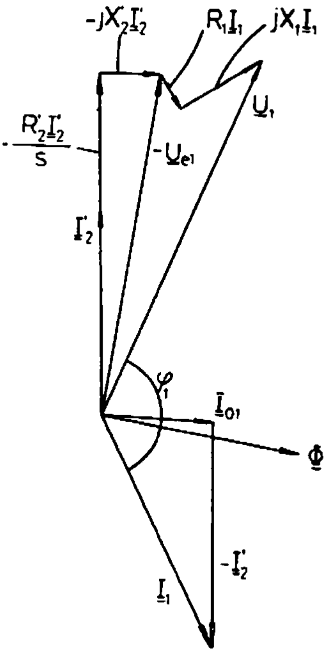


Fig. 5.39. Diagrama fazorială a generatorului de inducţie, la asocierea sensurilor pozitive ca la motor.

[1] A se vedea [3].

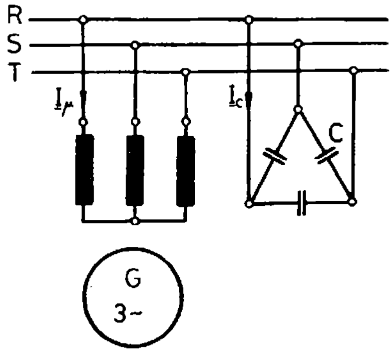


Fig. 5.40. Schema generatorului de inducţie autonom.

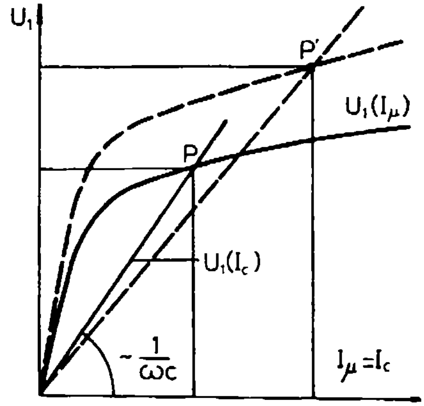


Fig. 5.41. Autoexcitaţia generatorului de inducţie.

Fie în fig. 5.40 maşina de inducţie conectată împreună cu o baterie de condensatoare la un sistem comun de bare. Tensiunea ce se stabileşte la bornele maşinii, apare în urma unui proces de autoexcitaţie ca şi la generatorul derivaţie de curent continuu. Dacă maşina prezintă un magnetism remanent, în turaţie se obţine un cîmp magnetic învîrtitor pe cale mecanică, şi în consecinţă în înfăşurarea statorică apar tensiuni induse de pulsaţie ω, dependente de turaţia maşinii. Corespunzător curenţilor ce se închid prin bateria de condensatoare, apare cîmpul magnetic de reacţie al indusului cu efect magnetizant, de întărire a cîmpului inductor remanent (pentru lămurirea caracterului magnetizant al cîmpului de reacţie vezi § 6.3). În consecinţă, tensiunile induse în înfăşurarea statorică cresc, procesul de autoexcitaţie se amplifică şi tensiunea U_1 la borna creşte. Notînd ca în fig. 5.40 $\underline{I}_\mu$, curentul de magnetizare pe fază al maşinii de inducţie şi $\underline{I}_c$ curentul prin bateria de condensatoare, avem

$$\underline{U}_1 \cong j(X_1 + X_{1m})\underline{I}_\mu = j\omega(L_{1\sigma} + L_{sh})\underline{I}_\mu = f(\underline{I}_\mu) \quad \underline{U}_1 = -j\frac{1}{\omega C}\underline{I}_c \tag{5.106}$$

Dar reactanţa X_{1m} corespunzătoare cîmpului magnetic principal, se modifică în limite largi cu saturaţia şi curba $U_1 = f(I_\mu)$ are alura cunoscută a unei caracteristici magnetice de maşină electrică. Curba $U_1 = f(I_c)$ reprezintă evident o dreaptă. Cum din fig. 5.40 se vede că $I_c = I_\mu$, tensiunea ce se stabileşte la barele comune în absenţa receptorului (la mersul în gol), este dată de intersecţia în P (fig. 5.41), a curbelor $U_1\,(I_\mu)$, $U_1(I_c)$. Rezultă de aici pe lîngă necesitatea magnetismului remanent şi a unei capacităţi de valoare convenabilă pentru a se realiza autoexcitaţia.

Creşterea turaţiei maşinii, deplasează caracteristica $U_1(I_\mu)$ deasupra şi scade înclinarea dreptei $U_1(I_c)$ faţă de abscisă (curbele reprezentate întrerupt în fig. 5.41) şi ca urmare tensiunea la bare dată de punctul de intersecţie P', creşte. Tot un efect de creştere a tensiunii la bare se obţine şi prin creşterea la o turaţie dată a capacităţii C.

Introducînd în (5.106) condiția $\underline{I}_\mu = -\underline{I}_c$ se obține:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C(L_{1\sigma} + L_{sh})}} \qquad (5.107)$$

Din relația obținută pentru pulsație nu trebuie să se tragă concluzia că modificarea lui C schimbă valoarea lui ω, cît timp turația este constantă, întrucît așa cum rezultă din fig. 5.41, punctul P se deplasează pe caracteristica magnetică a mașinii astfel că și L_{sh} sensibil dependent de saturație se modifică și produsul de sub radical rămîne neschimbat.

La conectarea în sarcină a generatorului autonom, tensiunea la borne depinde într-o măsură importantă de caracterul receptorului. Dacă acesta este capacitiv, introducerea lui este echivalentă cu creșterea capacității de magnetizare C și tensiunea la bare crește. Dacă însă este inductiv, capacitatea echivalentă la bare se reduce și tensiunea la borne scade repede în sarcină. Pentru un receptor rezistiv se obține o situație intermediară. Desigur cu creșterea încărcării active, crește alunecarea s și pentru o turație constantă a rotorului, pulsația ω scade într-o anumită măsură față de valoarea de la mersul în gol.

Concluzii. La funcționarea mașinii de inducție ca *generator la rețea exterioară*, aceasta este încărcată suplimentar cu puterea reactivă necesară magnetizării. La funcționarea ca *generator autonom*, capacitățile C necesare magnetizării rezultă voluminoase și scumpe. În plus, pentru păstrarea constantă a tensiunii la borne la funcționarea în sarcină, este necesară modificarea continuă a acestor capacități ceea ce este incomod.

Din aceste motive utilizarea mașinii de inducție ca generator este limitată.

5.7. REGIMUL DE FRÎNĂ ELECTROMAGNETICĂ

Corespunde alunecărilor $s > 1$. Mașina de inducție conectată la rețea, este rotită în sens invers față de cîmpul magnetic învîrtitor. Ecuațiile (5.31) rămîn valabile și în regimul de frînă electromagnetică.

În fig. 5.8, *a* este precizat domeniul de frînă al caracteristicii $M = f(s)$ iar în diagrama curentului din fig. 5.12 punctul D se plasează la funcționarea în acest regim, pe arcul de cerc D_1D_∞. Mașina se comportă ca un receptor față de rețea, dezvoltînd ca urmare un cuplu electromagnetic în sensul cîmpului magnetic învîrtitor, deci opus rotației. Întrucît rotorul este antrenat în sens contrar cîmpului învîrtitor, mașina primește și putere mecanică de la arbore. În consecință, la funcționarea ca frînă electromagnetică, mașina de inducție apare dublu alimentată din punct de vedere energetic. Întreaga putere primită este transferată rotorului și transformată în căldură și curenții înfășurărilor pot atinge valori periculoase (a se vedea pe diagrama curentului din fig. 5.12, curenții ce se obțin cînd punctul D este plasat între D_1, D_∞).

La mașinile de inducție cu rotorul bobinat, trecerea în regimul de frînă electromagnetică trebuie însoțită de introducerea unor rezistențe în rotor cu două obiective: 1) limitarea curenților înfășurărilor; 2) obținerea unor caracteristici mecanice artificiale ce să asigure valori ridicate pentru cuplul electromagnetic în zona de frînă.

Maşinile cu rotorul în scurtcircuit funcţionează în regim de frînă electromagnetică de obicei alimentate cu tensiune redusă.

Prin trecerea maşinii în regim de frînă electromagnetcă, se creiază posibilitatea scăderii pînă la zero a vitezei sistemului antrenat.

5.8. FRÎNAREA MAŞINII DE INDUCŢIE

Frînarea electrică a maşinii de inducţie, se poate realiza pe mai multe căi, astfel încît să fie satisfăcute condiţiile impuse de procesul tehnologic (viteza de frînare, timpul de frînare etc.).

5.8.1. FRÎNAREA PRIN CONTRACURENT

Potrivit acestei metode se deconectează maşina de la reţea şi se alimentează din nou după modificarea succesiunii fazelor. Maşina roteşte în sens invers cîmpul învîrtitor şi prin urmare se obţine regimul de frînă electromagnetică. Punctul de funcţionare P_1 de pe caracteristica mecanică 1 corespunzătoare funcţionării ca motor, trece în punctul P_2 pe noua caracteristică mecanică (fig. 5.42). Cuplul electromagnetic ce se stabileşte, contrar rotaţiei, frînează maşina pînă la oprire. Dacă maşina este cu rotorul bobinat, prin introducere de rezistenţe potrivite la inele, se obţin caracteristici mecanice artificiale (curbele 2', 2'' din fig. 5.42), ce asigură cuplurile de frînare necesare de valori pînă la M_K şi se reduc simultan şi curenţii prin înfăşurările maşinii.

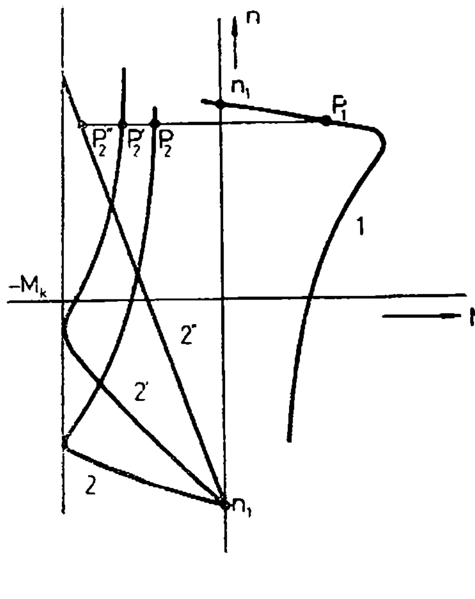


Fig. 5.42. Caracteristicile mecanice de frînare contracurent (cadranul II, pentru diverse rezistenţe rotorice.

Dacă maşina este cu rotorul în scurtcircuit, pentru evitarea curenţilor periculoşi, trecerea în regimul de frînă electromagnetică trebuie însoţită de o reducere a tensiunii de alimentare.

După oprire, maşina trebuie deconectată de la reţea, pentru că altfel reversează. Această metodă de frînare pînă la oprirea maşinii de inducţie, este cea mai simplă şi folosită.

5.8.2. FRÎNAREA PRIN TRECERE ÎN GENERATOR

Este o frînare recuperativă dar nu permite oprirea maşinii. Se aplică în instalaţiile de ridicare şi coborîre a greutăţilor. Cînd greutatea este urcată, maşina de inducţie funcţionează ca motor în punctul P_1 pe caracteristica 1 (fig. 5.43). Pentru coborîrea greutăţii se inversează succesiunea fazelor şi punctul de funcţionare P_1 se mută pe caracteristica 2. Cuplul electromagnetic devine de sensul cuplului rezistent M_r, maşina de inducţie frînează şi în continuare reversează. În intervalul de turaţie (o, $-n_1$) regimul de funcţionare este cel de motor. Cuplurile M şi M_r se păstrează de acelaşi sens pînă la turaţia $-n_1$. Dincolo de această turaţie, maşina trece în regim de generator pentru succesiunea inversă de faze şi dezvoltă un cuplu electromagnetic de frînare, ce limitează creşterea în continuare a vitezei de coborîre a greutăţii. Turaţia constantă de coborîre ce se stabileşte, corespunzătoare punctelor P_2, P_2', P_2'',

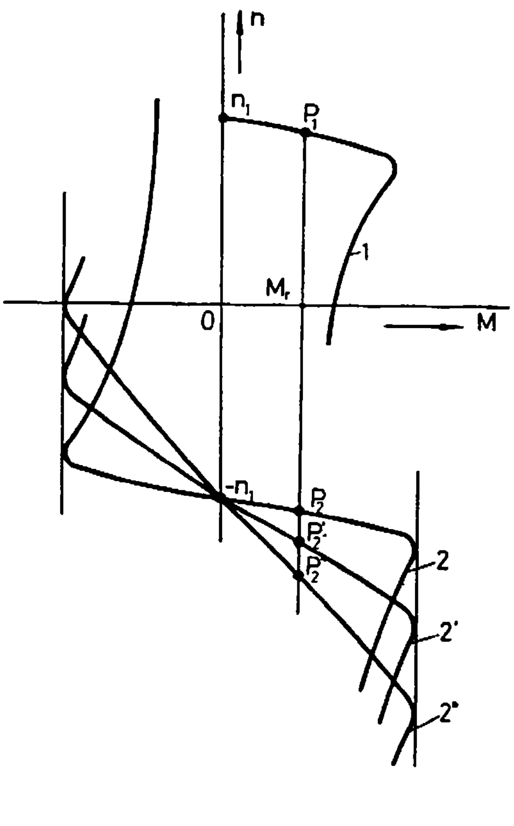


Fig. 5.43. Frînarea prin trecerea maşinii în regim de generator (curbele caracteristice din cadranul IV).

depinde de mărimea cuplului la arbore şi de rezistenţa rotorică introdusă (în fig. 5.43 caracteristicile 2′, 2″ sînt caracteristici artificiale). Ca şi la motorul de curent continuu, introducerea de rezistenţe permite o frînare mai elastică.

5.8.3. FRÎNAREA DINAMICĂ

Potrivit metodei, maşina este deconectată de la reţea şi alimentată în stator în curent continuu de la o sursă de curent continuu sau o instalaţie redresoare, conform uneia din schemele din fig. 5.44. Maşina trece în regim de generator pe înfăşurarea în scurtcircuit sau închisă peste o rezistenţă a indusului şi dezvoltă în consecinţă un cuplu electromagnetic de frînare. Viteza de frînare este condiţionată la maşinile cu rotorul în scurtcircuit, de mărimea curentului continuu din înfăşurarea statorică, iar la maşinile cu rotor bobinat în plus de rezistenţa conectată la inele.

În fig. 5.45 sînt reprezentate caracteristicile de frînare ce se obţin pentru diverse rezistenţe în circuitul rotoric.

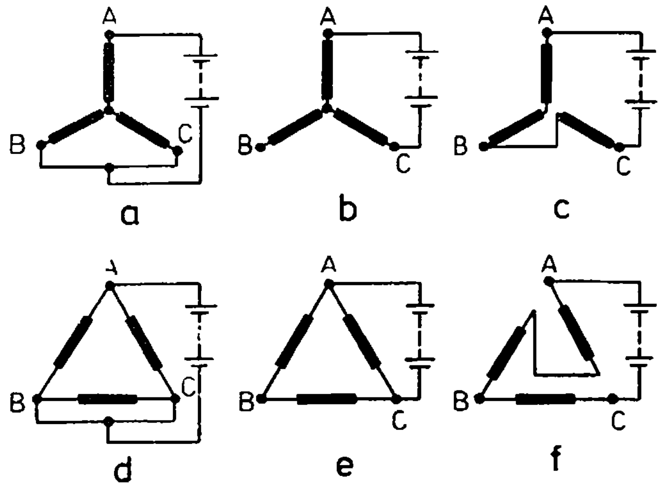


Fig. 5.44. Scheme de frînare dinamică.

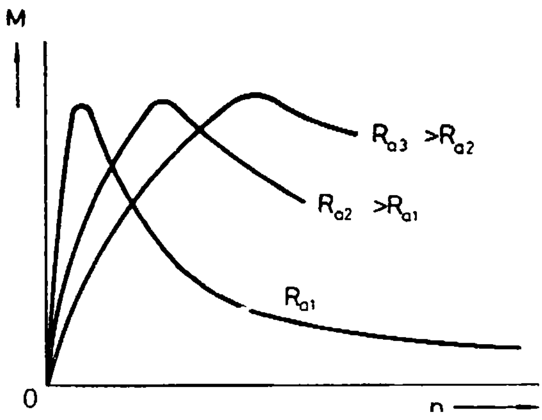


Fig. 5.45. Caracteristici de frînare dinamică.

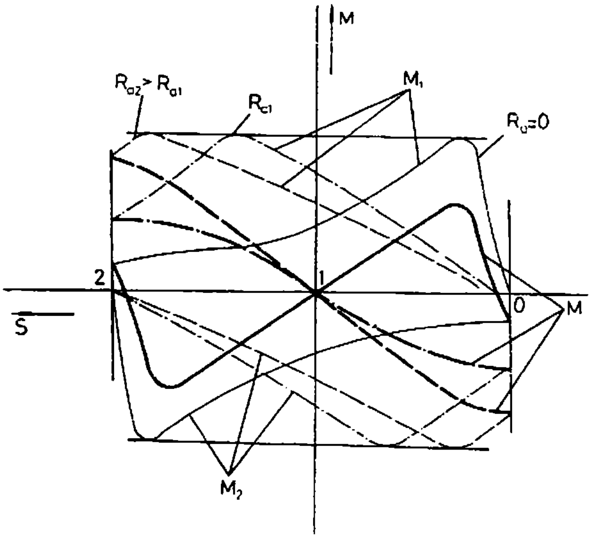


Fig. 5.46. Frînare prin conectare monofazată (curbele reprezentate îngroşat cu linie întreruptă).

5.8.4. FRÎNAREA PRIN CONECTARE MONOFAZATĂ

Conoform § 5.5.4. dacă unui mtor de inducţie trifazat în turaţie i se întrerupe o fază, acesta poate funcţiona în continuare ca motor monofazat cu o alunecare sporită, dacă pentru noua caracteristică mecanică $M(s)$ (fig. 5.35) cuplul rezistent nu depăşeşte cuplul maxim. Dacă simultan cu deconectarea unei faze se introduc rezistenţe R_a în rotor cam de 8—10 ori rezistenţa proprie a înfăşurării, caracteristicile mecanice artificiale $M_1(s)$, $M_2(s)$ ce se obţin capătă forma reprezentată punctat în fig. 5.46, astfel încît cuplul electromagnetic rezultant M, devine negativ în tot domeniul de turaţie pînă la oprire. El se însumează cu cuplul rezistent şi participă la frînarea maşinii. Contribuţia la frînare este reglată prin intermediul rezistenţei rotorice. În fig. 5.46 cu linie continuă s-au reprezentat cuplurile M_1, M_2 şi M în absenţa rezistenţelor în rotor.[1]

Pe lîngă metodele amintite de frînare se utilizează şi altele cum ar fi frînarea cu un motor conectat invers, frînarea cu motoare cu rotoare conice, etc.

5.9. REGIMURI SPECIALE DE FUNCŢIONARE ALE MAŞINII DE INDUCŢIE

5.9.1. FUNCŢIONAREA MAŞINII DE INDUCŢIE ÎN REGIM DE DUBLĂ ALIMENTARE

Potrivit acestui regim maşina de inducţie cu rotorul bobinat, este alimentată în înfăşurarea statorică la o reţea de tensiune U_1 şi frecvenţă f_1 şi în înfăşurarea rotorică la o reţea de tensiune şi frecvenţă U_2, f_2 (fig. 5.47).

[1] A se vedea şi [3].

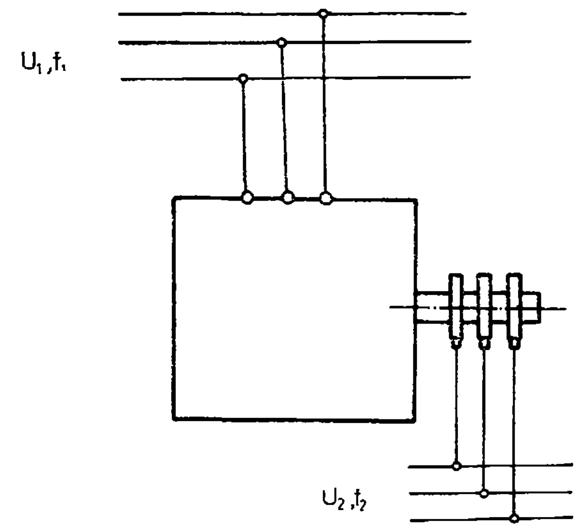


Fig. 5.47. Maşina de inducţie dublu limentată.

Turaţia de regim a maşinii de inducţie este $n = n_1 (1-s)$. Înfăşurările statorlui şi rotorului produc fiecare cîte un cîmp învîrtitor de turaţie $n_1 = f_1/p$, $n_2 = f_2/p$ faţă de armături. Presupunem că înfăşurările sînt alimentate cu aceeaşi succesiune de faze, încît cîmpurile de turaţie n_1, n_2 rotesc în acelaşi sens şi fie $n_2 < n_1$. Cum pentru producerea cuplului electromagnetic cele două cîmpuri trebuie să fie într-o poziţie relativă fixă, turaţia rotorului trebuie să aibă valoarea $n = n_1 - n_2$. Dacă succesiunea fazelor se schimbă, n_2 schimbă de semn şi turaţia rotorului $n = n_1 + n_2$. Considerînd valorile $n = n_1 \mp n_2$ în expresia alunecării se obţine

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \pm \frac{n_2}{n_1} = \pm \frac{f_2}{f_1} \tag{5.108}$$

şi turaţia de regim a maşinii

$$n = n_1 \left(1 \mp \frac{f_2}{f_1}\right) \tag{5ş.109}$$

unde semnul (—) corespunde aceleiaşi succesiuni a fazelor în stator şi rotor.

Se observă că pentru frecvenţele f_1, f_2 date, turaţia maşinii capătă o valoare rigidă. În particular pentru $f_1 = f_2$ sînt posibile doar turaţiile $n = 0$, $n = 2n_1$.

În regim de dublă alimentare maşina de inducţie capătă proprietăţi de maşină sincronă dar şi dezavantajele acesteia, printre care cele mai neplăcute sînt pendulările mecanice ale rotorului la şocuri de sarcină.

5.9.1.1. APLICAŢII ALE REGIMULUI DE DUBLĂ ALIMENTARE

5.9.1.1.1. ARBORELE ELECTRIC FĂRĂ MAŞINI DE EGALIZARE

În diverse situaţii practice apare necesitatea ca două maşini de inducţie plasate la distanţă una faţă de alta, să funcţioneze cu turaţii riguros egale. Schema din fig. 5.48 asigură pe cale electrică mersul sincron al maşinilor M_I,

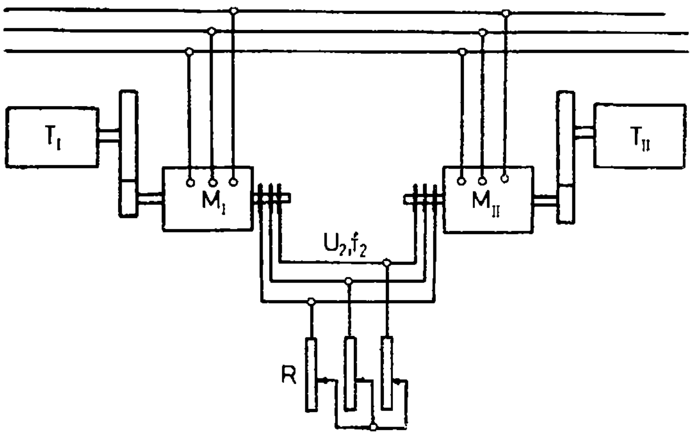


Fig. 5.48. Schema de arbore electric.

M_{II} fără a fi necesară cuplarea mecanică a rotoarelor şi din acest motiv se numeşte *schemă de arbore electric.*

Înfăşurările rotorice se conectează la acelaşi reostat încît fiecare maşină în parte are înfăşurarea statorică conectată la o reţea de frecvenţă f_1 şi înfăşurarea rotorică la o reţea de frecvenţă f_2. Se stabileşte aceeaşi alunecare s (rel. 5.108) şi maşinile M_I, M_{II}, de regulă identice, merg sincron.

Dacă cuplurile la arborii maşinilor M_I, M_{II} presupuse identice sînt aceleaşi (posturile de lucru T_I, T_{II} egal încărcate), unghiul dintre axele înfăşurărilor omoloage rotorice ce rotesc sincron este nul, tensiunea rezultantă în circuitul rotoarelor de asemenea nulă şi în consecinţă nu se stabileşte un curent de circulaţie între maşini. Cum prin reostatul R curentul $\underline{I} = \underline{I}_{2I} + \underline{I}_{2II} = 2\underline{I}_{2I}$, maşinile funcţionează ca şi cum ar fi independente, avînd la inele conectat un reostat de rezistenţă $2R$.

Dacă cuplurile la arborii maşinilor M_I, M_{II} devin neegale ca urmare a încărcării diferite a posturilor T_I, T_{II}, apare decalajul axelor omoloage rotorice, şi t.e.m. rezultantă în circuitul rotoarelor devine diferită de zero. Corespunzător se stabileşte prin înfăşurările rotorice un *curent de egalizare* ce provoacă cupluri de sensuri opuse în cele două maşini şi anume un cuplu motor în maşina mai încărcată şi un cuplu de frînare în maşina mai descărcată. Pe această bază în final cuplurile maşinilor M_I, M_{II} se egalizează şi turaţia lor sincronă (cea corespunzătoare încărcărilor finale) se păstrează. Faptul că prin cuplajul realizat între circuitele rotorice se pot transmite cupluri pe cale electrică între maşini, justifică denumirea de arbore electric dată schemei analizate. Cuplul suplimentar ce se stabileşte în prezenţa curentului de egalizare şi uniformizează încărcările maşinilor M_I, M_{II}, se numeşte *cuplu sincronizat* (de egalizare).

Încărcările diferite, peste o anumită limită, ale maşinilor T_I, T_{II}, nu mai pot fi compensate de cuplul sincronizant şi legătura sincronă a maşinilor M_I, M_{II} se rupe. Amplitudinea cuplului sincronizant este condiţionată de mărimea frecvenţei şi tensiunii la inele şi anume creşte cu aceasta. Mărirea necesară a alunecării, presupune creşterea rezistenţei R, însă pierderile mari ce se produc fac soluţia dezavantajoasă din punct de vedere economic.

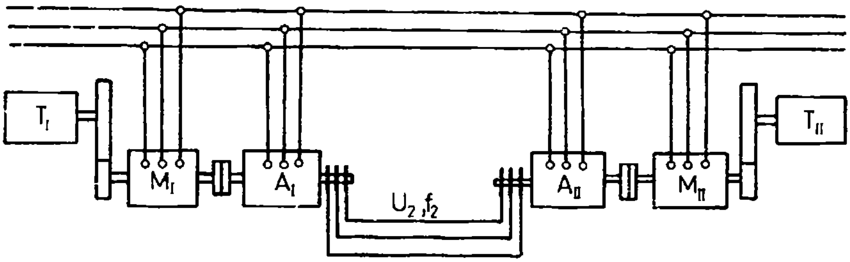


Fig. 5.49. Schema de arbore electric cu maşini de egalizare.

5.9.1.1.2. ARBORELE ELECTRIC CU MAŞINI DE EGALIZARE

În schema din fig. 5.49 cuplul motor este dezvoltat de maşinile M_I, M_{II} ce trebuie să rotească sincron, iar cuplul sincronizant este asigurat în mod separat, de maşinile de inducţie auxiliare A_I, A_{II} ce au înfăşurările rotorice legate direct.

Cît timp încărcările posturilor de lucru T_I, T_{II} sînt egale, turaţiile maşinilor M_I, M_{II} sînt de asemenea egale şi, ca mai sus, curenţii de circulaţie între rotoarele cuplate electric, nuli. Maşinile A_I, A_{II} funcţionează ca maşini de inducţie cu rotorul deschis şi nu dezvoltă nici un fel de cupluri. În această situaţie, ele absorb din reţea puterea necesară magnetizării şi acoperirii pierderilor în fier şi în înfăşurările statorice.

La dezechilibrul încărcărilor posturilor T_I, T_{II}, în rotoarele maşinilor auxiliare A_I, A_{II} se stabilesc curenţi astfel că $\underline{I}_{2I} = -\underline{I}_{2II}$ şi acestea dezvoltă, dacă se neglijează pierderile, cupluri egale şi de sensuri opuse. Dacă maşina M_I este mai încărcată, A_I va funcţiona ca motor descărcînd-o parţial, iar A_{II} ca generator, încărcînd suplimentar maşina M_{II} astfel că în final, încărcările ce revin maşinilor M_I, M_{II} se egalizează.

Avantajele stabilirii cuplului sincronizant prin intermediul unor maşini auxiliare, constă în faptul că se pot obţine valori U_2, f_2 mari şi deci cupluri sincronizante importante fără pierderi (întrucît rezistenţa R prezentă în schema din fig. 5.48 nu mai este necesară), dacă maşinile A_I, A_{II} sînt alimentate astfel ca rotoarele să fie antrenate în sens invers cîmpului magnetic învîrtitor.

Arborele electric cu maşini de egalizare, îşi găseşte aplicaţie în cazurile de acţionări grele, cînd apar diferenţe importante între încărcările maşinilor M_I, M_{II}, cum ar fi la podurile rulante cu deschideri mari etc.

Observăm că în schema din fig. 5.49 motoarele de acţionare M_I, M_{II} pot fi orice motoare, de curent continuu, curent alternativ sau neelectrice.

5.9.1.1.3. ARBORELE ELECTRIC MULTIPLU

În schema din fig. 5.50 maşina de acţionare M, este cuplată mecanic cu maşina auxiliară A ; ca urmare a cuplajului electric al înfăşurărilor rotorice ale maşinilor A, M_I, M_{II} se asigură la inele aceleaşi valori U_2, f_2 şi deci mersul sincron al sistemului maşinilor. În grupul maşinilor M şi A, cuplul sincronizant este produs de maşina A ; maşinile M_I, M_{II} sînt în acelaşi timp motoare de acţionare şi de sincronizare (ca şi maşinile M_I, M_{II} din fig. 5.48).

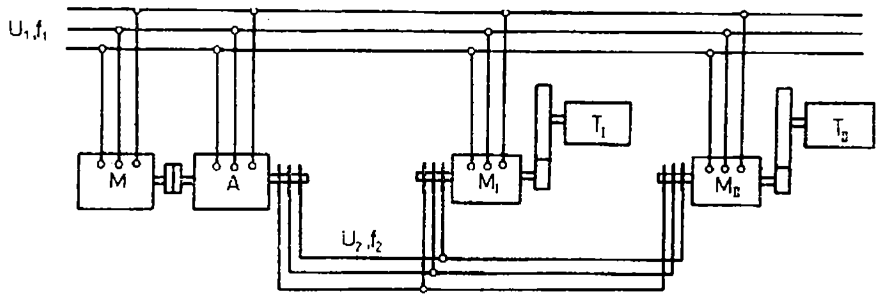


Fig. 5.50. Schema de arbore electric multiplu.

Maşina de inducţie M poate fi înlocuită cu o maşină de curent continuu ; reglînd turaţia acesteia se modifică frecvenţa la inelele maşinii A şi în consecinţă există posibilitatea schimbării turaţiilor maşinilor M_I, M_{II}.[1]

5.9.2. FUNCŢIONAREA CA MODIFICATOR DE FRECVENŢĂ

Antrenînd o maşină de inducţie F cu rotorul bobinat, avînd înfăşurarea statorică conectată la reţeaua de frecvenţă f_1, cu o altă maşină A (fig. 5.51) la diverse turaţii, la inelele maşinii F se stabileşte o tensiune de frecvenţă variabilă f_2 dată de relaţia

$$f_2 = \frac{n_1 \mp n}{n_1} f_1 = f_1 \mp n p_F \tag{5.110}$$

unde p_F este numărul de perechi de poli ai maşinii F. Dacă sensul de rotaţie al maşinii F coincide cu sensul cîmpului învîrtitor de turaţie n_1, în (5.110) se consideră semnul (—) altfel semnul (+).

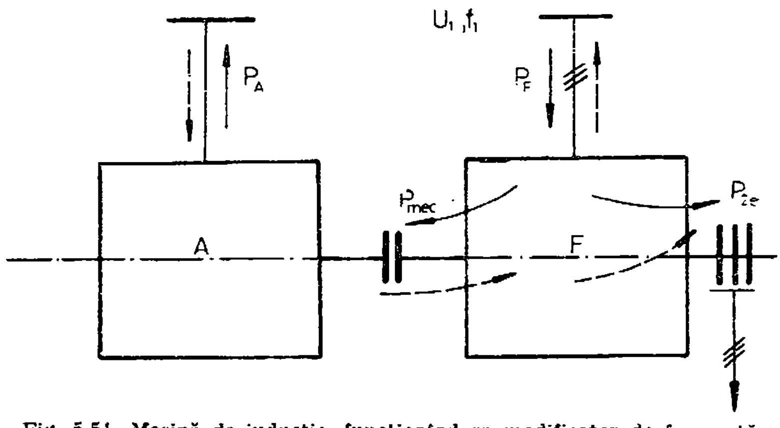


Fig. 5.51. Maşină de inducţie funcţionînd ca modificator de frecvenţă.

[1] Alte amănunte în [9 III], [17].

Tensiunea indusă în înfăşurarea rotorică a maşinii F

$$U_{e2F} = \pi\sqrt{2}f_2N_{2F}K_{BF}\Phi_F$$

se modifică astfel că

$$\frac{U_{e2F}}{f_2} = \pi\sqrt{2}N_{2F}K_{BF}\Phi_F = \text{ct.},$$

aşa cum este necesar la reglarea turaţiei maşinilor de inducţie prin intermediul frecvenţei.

La conectarea unui receptor sau generator la inele, între maşinile A şi F are loc un schimb de putere.

Fie pentru exemplificare, maşina F antrenată la o turaţie $n < n_1$ în sensul cîmpului învîrtitor, avînd la inele conectată o rezistenţă simetrică. Regimul de funcţionare al maşinii F, este de motor. Dacă se neglijează pierderile în stator şi se consideră puterea P_F absorbită din reţea egală cu puterea electromagnetică se obţine

$$P_F = P_{MF} = M\Omega_1$$

Puterea electrică a rotorului, transmisă rezistenţei conectată la inele, dacă se neglijează pierderile în rotor este

$$P_{2e} = sP_{MF} = sM\Omega_1 = M\Omega_2$$

Prin urmare puterea mecanică transmisă la arbore devine

$$P_{mec} = P_F - P_{2e} = M(\Omega_1 - \Omega_2)$$

şi maşina A dacă este cuplată la o reţea de curent continuu sau curent alternativ, funcţionează ca generator.

Dacă în schema analizată se creşte turaţia astfel ca $n > n_1$, maşina F trece în regim de generator la reţea ; frecvenţa f_2 devine negativă, ceea ce înseamnă că viteza unghiulară Ω_2 a cîmpului magnetic învîrtitor al modificatorului de frecvenţă faţă de rotor, schimbă de semn şi în consecinţă puterea mecanică obţine valoarea

$$P_{mec} = M(\Omega_1 + \Omega_2)$$

Întrucît la neglijarea pierderilor $P_F = M\Omega_1$, $P_{2e} = M\Omega_2$, bilanţul energetic este de forma

$$P_{mec} = P_F + P_{2e} \tag{5.111}$$

Cum P_F este putere debitată, pentru a fi satisfăcută ecuaţia (5.111) înseamnă că maşina A funcţionează ca motor şi transmite puterea P_{mec} din care o parte $\frac{f_1}{f_1 + f_2}P_{mec}$ este cedată reţelei de frecvenţă f_2, iar cealaltă parte $\frac{f_2}{f_1 + f_2}P_{mec}$ reţelei de frecvenţă f_2.

În fig. 5.51 prin linii continui s-au figurat sensurile de circulaţie ale puterilor la $n < n_1$ iar prin linii întrerupte situaţia de la $n > n_1$.

Drezavantajul acestui mod de modificare al frecvenţei, constă în imposibilitatea reglării separate a tensiunii şi frecvenţei secundare.[1]

[1] A se vedea şi [27].

5.9.3. REGIMUL DE REGULATOR DE FAZĂ

Dacă rotorul maşinii F din fig. 5.51 este calat, tensiunea ce apare la inele, de frecvenţă f_1, se determină prin raportul K_E (rel. 5.20), de transformare al tensiunilor. Schimbînd poziţia rotorului faţă de stator, se poate varia în mod simplu şi continuu faza tensiunii secundare şi modificatorul de frecvenţă devine un *regulator de fază.*

5.9.4. REGIMUL DE REGULATOR DE INDUCŢIE

Maşinile de inducţie funcţionînd în regim de *regulator de inducţie*, pot fi în general monofazate sau polifazate. Regulatorul trifazat prezintă în primul rînd importanţă practică. El constă dintr-o maşină de inducţie cu rotorul bobinat calat, avînd schema de legături din fig. 5.52 ; înfăşurarea rotorică din motive de comoditate se consideră înfăşurare primară. În ecuaţii se păstrează 1,2 respectiv pentru stator şi rotor.

Alimentînd rotorul la reţeaua de tensiune $\underline{U}_1$, în maşină se stabileşte un cîmp magnetic învîrtitor, ce induce în înfăşurarea statorică tensiunea electromotoare $U_{e1} = K_E U_{e2} \cong K_E U_1$, întrucît t.e.m. indusă în rotor $U_{e2} \cong U_1$.

Dacă receptorul conectat la barele de tensiune U_2 (fig. 5.52) este simetric pentru studiul regimului de regulator de inducţie este suficient să se considere fazele omoloage din stator şi rotor (fig. 5.53).

Pentru tensiunea secundară se obţine relaţia

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_{e1} + \underline{U}_{e2} \tag{5.112}$$

În situaţia că aceste axe coincid, t.e.m. $\underline{U}_{e1}$, $\underline{U}_{e2}$ sînt sinfazice şi tensiunea $\underline{U}_2$ ia valoarea maximă. Rotind rotorul prin intermediul unui mecanism cu roată dinţată şi şurub fără fine din această poziţie cu unghiul α_g (poziţie repre-

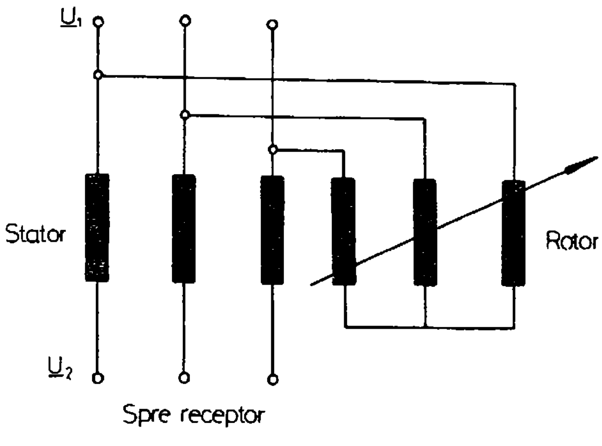


Fig. 5.52. Regulator de inducţie trifazat.

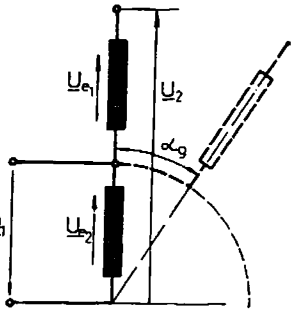


Fig. 5.53. Fazele omoloage ale unui regulator de inducţie.

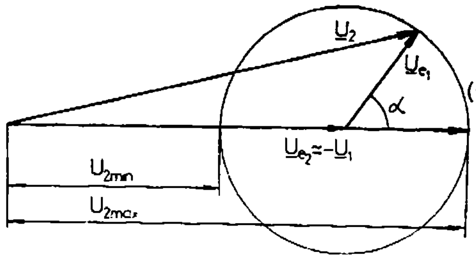


Fig. 5.54. Tensiunea $\underline{U}_2$ în funcţie de decalajul electric α al axelor fazelor omoloage.

zentată întrerupt în fig. 5.53), t.e.m. $\underline{U}_{e1}$, $\underline{U}_{e2}$ se vor defaza cu unghiul electric $\alpha = p\alpha_g$ şi tensiunea rezultantă $\underline{U}_2$ se modifică în amplitudine şi fază. La deplasarea rotorului, vîrful fazorului $\underline{U}_2$ descrie cercul (c) de rază U_{e1} = ct. (fig. 5.54). Pentru o valoare a defazajului α,

$$U_2 = \sqrt{U_1^2 + U_{e1}^2 + 2U_1U_{e1}\cos\alpha} \tag{5.113}$$

şi variază între $U_{2min} = U_1 - U_{e1}$ şi $U_{2max} = U_1 + U_{e1}$

Dacă la bornele de tensiune U_2 este conectat un receptor, în maşină se stabileşte un cuplu electromagnetic ce tinde să rotească rotorul în sensul cîmpului magnetic învîrtitor şi din acest motiv, este blocat prin intermediul mecanismului cu roată dinţată amintit.

Din schema de legături a regulatorului, se observă că puterea se transmite în reţeaua de tensiune U_2 ca şi la autotransformator pe două căi, *direct* prin cuplajul galvanic al înfăşurărilor şi *pe cale de inducţie electromagnetică*. În acest sens se defineşte la regulatorul de inducţie o *putere exterioară*, egală cu puterea absorbită din reţeaua U_1 şi debitată în reţeaua secundară şi o *putere interioară*, cea transferată pe cale de inducţie electromaguetică, pentru care se dimensionează.

Răcirea regulatorului de inducţie este naturală în aer la puteri mici pînă la aproximativ 50 KVA şi în ulei ca la transformatoare la puteri mai mari.

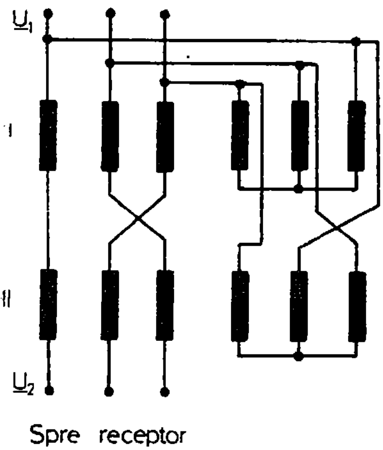
Regulatorul cu schema de legături din fig. 5.52 se numeşte *regulator de inducţie simplu*.

Cînd este necesară păstrarea constantă a fazei tensiunii reglate $\underline{U}_2$, se utilizează două regulatoare de inducţie simple I, II cu succesiuni diferite, plasate pe acelaşi arbore şi cu înfăşurările conectate ca în fig. 5.55.

La deplasarea rotorului cu unghiul electric α din poziţia în care t.e.m. U_{e1I}, U_{e1II} din înfăşurările statorice înseriate ale regulatoarelor I, II sînt sinfazice, acestea rotesc cu unghiul α în sensuri opuse şi tensiunea $\underline{U}_2$ de forma

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_{e2} + \underline{U}_{e1I} + \underline{U}_{e1II} \tag{5.114}$$

dacă se neglijează căderile de tensiune în regulator, rezultă (fig. 5.56) variabilă doar ca amplitudine.



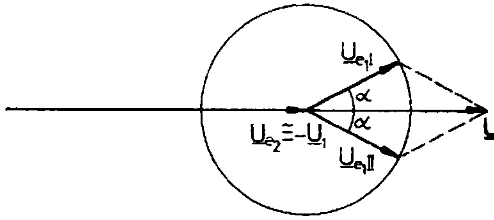


Fig. 5.56. Tensiunea $\underline{U}_2$ în funcție de decalajul electric α al axelor fazelor omoloage, la regulatorul de inducție dublu.

Fig. 5.55. Regulator de inducție dublu.

La funcționarea în sarcină, cuplurile ce se stabilesc în regulatoarele simple, sînt de sensuri opuse (întrucît succesiunea fazelor este diferită). Dacă factorul de putere al receptorului $\cos \varphi = 1$, ele sînt egale întrucît curentul de sarcină $\underline{I}$ sinfazic cu $\underline{U}_2$ apare egal defazat față de tensiunile induse în înfășurările secundare (statorice) $\underline{U}_{e1I}$ și $\underline{U}_{e1II}$. La $\cos \varphi \neq 1$ defazajele sînt diferite, cuplurile de sens contrar devin neegale și trebuiesc luate măsuri de blocare.

Un astfel de regulator se numește *regulator de inducție dublu.*

5.10. MAȘINA DE INDUCȚIE LINIARĂ

Dacă se taie statorul și rotorul unei mașini de inducție după o generatoare și se desfășoară într-un plan, se obține *mașina de inducție liniară.* În figura 5.57 prin 1,2 sînt notați respectiv inductorul și indusul mașinii liniare obținute.

Principiul de funcționare este cel explicat în § 5.1.2, cu observația că nu mai este vorba de un cîmp magnetic învîrtitor, ci de unul *alunecător*. De asemenea, își pierd semnificația cuplul electromagnetic M și turația n, locul lor fiind luat de forța longitudinală F și viteza v.

Alunecarea s se definește în forma

$$s = \frac{v_1 - v}{v_1}$$

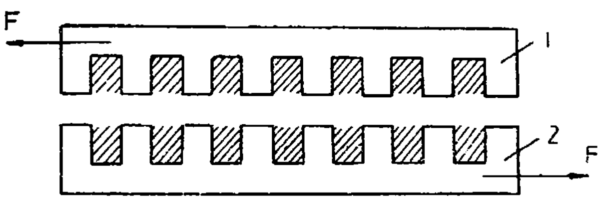


Fig. 5.57. Mașină liniară de inducție.

unde v_1 este viteza de sincronism (de deplasare a cîmpului magnetic alunecător faţă de înfăşurarea inductoare), aceeaşi, indiferent că indusul este desfăşurat sau nu. Dar la maşina rotativă de inducţie $v_1 = \pi D n_1$ şi înlocuind $\pi D = 2p\tau$ şi $n_1 = \frac{f}{p}$, se obţine

$$v_1 = 2\tau f$$

şi viteza relativă a celor două armături desfăşurate,

$$v = v_1(1 - s) = 2\tau f(1 - s)$$

Se observă că spre deosebire de turaţia n_1, viteza v_1 nu este o funcţie de numărul de poli, ci doar de frecvenţă şi mărimea pasului polar τ. Prin alegerea potrivită a acestor mărimi, se obţin maşini liniare cu viteze cuprinse între cîţiva *m/s* şi peste 100 *m/s*. Dacă $0 < v < v_1$, maşina funcţionează în regim de motor, care prezintă interes, în primul rînd în instalaţiile în care este necesară obţinerea unei mişcări de translaţie.

Există două posibilităţi de realizare a motoarelor liniare, cu inductor scurt şi indus lung sau cu un inductor lung şi indus scurt. Se urmăreşte în continuare *motorul cu inductor scurt*.

În fig. 5.57 se poate separa colivia de miezul feromagnetic ce rămîne fix faţă de inductor şi care se poate considera ca făcînd parte din acesta, întrucît serveşte pentru închiderea cîmpului magnetic. În acest caz, indusul se reduce la colivie supusă acţiunii forţei de propulsie F. Dacă se presupune că aceasta are un număr infinit de bare, indusul devine (fig. 5.58, *a*) o bandă 2 conductoare neferomagnetică, de regulă din cupru sau aluminiu. (Sînt tipuri constructive, în care jugul rotoric reprezentat în fig. 5.58, *a* prin linii întrerupte este eliminat şi cîmpul magnetic inductor se închide prin aer). Dacă jugul rotoric, rămas fix faţă de inductor, se prevede cu crestături pe marginea dinspre întrefier şi se introduce o înfăşurare inductoare similară, se obţine maşina liniară cu inductor dublu (fig. 5.58, *b*). În practică se realizează atît maşini liniare cu *inductor bilateral* cît şi *unilateral*.

În alegerea tipului de indus, se are în vedere atît aspectul economic cît şi performanţele ce trebuiesc obţinute. Din punct de vedere practic, în afară de indusul nemagnetic izotrop reprezentat printr-o placă conductoare, prezentat mai sus, intră în discuţie indusul feromagnetic masiv şi indusul sandwich, (fig. 5.58, *c*) intermediar între primele două tipuri, format prin suprapunerea unui strat conductor electric şi unul feromagnetic (o variantă, mai costisitoare, este cea în care stratul conductor electric se înlocuieşte prin o colivie înglobată în stratul feromagnetic, realizat din tole sau feromagnetic masiv).

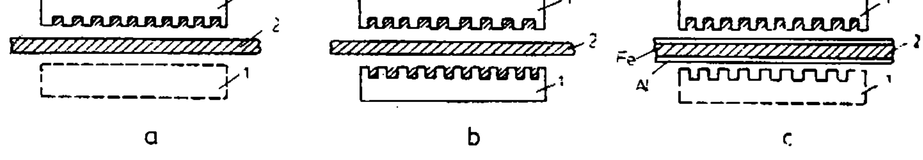
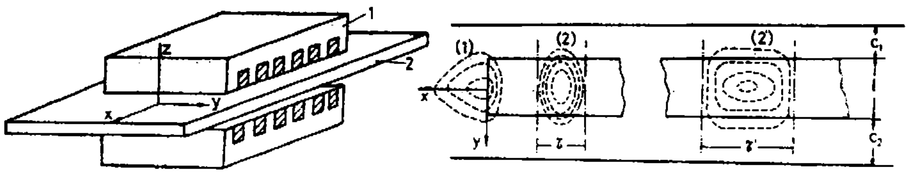


Fig. 5.58. Tipuri constructive de maşini liniare de inducţie.



a b

Fig. 5.59. Mașina liniară. *a* — vedere de ansamblu ; *b* — vedere din planul *xoy*.

Alura *caracteristicii mecanice* $F = f(v)$ ce definește comportarea motorului liniar, este strîns legată de tipul de indus adoptat. Astfel, pentru rotor feromagnetic masiv, caracteristica mecanică este asemănătoare celei obținute cu o mașină de inducție în construcție normală cu rezistență rotorică importantă, în timp ce soluția cu indus în colivie, determină o caracteristică mecanică ce se apropie ca formă de cea a unei mașini de inducție cu rotorul în scurtcircuit.

Avînd în vedere forma constructivă aparte a mașinii liniare de inducție, apar în comparație cu mașina rotativă de inducție o serie de fenomene suplimentare. Fie mașina liniară din fig. 5.59, *a* cu indusul 2 mai lung și mai lat decît inductorul 1.

Dimensiunile în planul *xoy*, sînt indicate în fig. 5.59, *b*. În indusul masiv 2, liniile de curent nu au un traseu impus ca în prezența unei colivii ci obțin, la un moment dat, un spectru ca în figură unde s-au considerat pentru comparație în același desen, două valori pentru pasul polar.

Dacă se urmăresc liniile de curent (2), (2′) se observă că vectorul densității de curent $\bar{j}$ are atît componente utile transversale (în direcția *oy*) ce determină forța longitudinală *F*, cît și componente longitudinale. Este așa numitul *efect de margine* sau *transversal*. Componentele longitudinale ale curenților secundari, au un caracter parazit, întrucît determină o creștere a rezistenței echivalente a indusului afectînd alura caracteristicii mecanice, o creștere a pierderilor suplimentare precum și modificarea prin crerea unui cîmp de reacție propriu, a repartiției după direcția transversală a cîmpului magnetic din întrefier. Avînd în vedere lățimea sporită a indusului, cîmpul magnetic creat de părțile frontale ale înfășurării inductorului poate determina în indus t.e.m. și curenți induși, ce să fie sursa altor pierderi suplimentare.

Din cele prezentate rezultă caracterul dezavantajos al acestui efect de margine. Comparînd în fig. 5.59, *b* liniile de curent (2) și (2′) trasate pentru doi pași polari diferiți, se observă că la motoarele de viteză mică (cu τ mic), densitatea de curent este aproape transversală și prin urmare efectul transversal este mai slab. La mașinile de viteză mare însă, unde pasul polar este comparabil cu lățimea *l*, intervine o creștere importantă a rezistenței echivalente a indusului, ce afectează sensibil performanțele mașinii. Rezultă de aici necesitatea alegerii cu grijă a dimensiunilor *l* și τ astfel ca să se asigure atît viteza cît și forța longitudinală necesare. De asemenea pentru realizarea unei soluții economice, nu este indicată mărirea importantă a lățimii indusului (dimensiunile c_1, c_2 din fig. 5.59, *b*) ci doar în măsura necesară închiderii liniilor de curent.

Se au în vedere în continuare, dimensiunile finite ale inductorului după direcția *ox*. Se neglijează pentru simplificare, efectul transversal și se presupun în primă aproximație curenți sinusoidali simetrici în înfășurările inductorului,

considerate repartizate sinusoidal. Spre deosebire de maşina rotativă de inducţie, în care se obţine în ipoteze simplificatoare un cîmp magnetic învîrtitor circular, amplitudinea undei cîmpului magnetic alunecător ce se stabileşte în maşina liniară, este variabilă pe lungimea inductorului şi depinde într-un punct dat şi de mărimea întrefierului, viteza şi parametrii indusului. Pe măsura îndepărtării de margini, oscilaţiile de amplitudine scad, încît în zona centrală a maşinii (dacă se iau şi unele măsuri de compensare prin alegerea potrivită a înfăşurării inductoare), cîmpul alunecător se poate considera aproximativ de amplitudine constantă. Rezultă din cele prezentate, că distribuţia densităţii de curent din indus, apare sensibil modificată faţă de cea sinusoidală, în zonele de intrare şi ieşire ale indusului de sub inductor (în fig. 5.59, *b* este reprezentat prin (1) spectrul liniilor de curent la un moment dat).

Corespunzător repartiţiei obţinute pentru inducţia magnetică în întrefier după direcţia *ox* şi densităţii de curent din indus în zonele de capăt, se stabilesc în maşina liniară pierderi suplimentare şi forţe, de tracţiune sau de frînare, suplimentare. Trebuie în plus reţinut că urmare a formei deschise a circuitului magnetic, inductivităţile înfăşurărilor de fază nu sînt identice, încît sistemul curenţilor inductorului este dezechilibrat. Existenţa curenţilor nesimetrici este la originea stabilirii unor noi forţe şi pierderi suplimentare.

Toate aceste aspecte specifice definesc aşa numitul *efect de capăt* sau *longitudinal*, care, se vede, are un caracter dezavantajos. Limitarea lui se realizează în primul rînd prin creşterea numărului de poli ce este indicat să fie mai mare ca 6 (la un număr de patru poli şi mai ales de doi poli, sînt necesare înfăşurări de excitaţie speciale ce scumpesc şi complică maşina).

La maşina liniară apare în discuţie pentru indusul de grosime relativ importantă, *efectul de refulare*. Potrivit lui, repartiţia densităţii de curent din indus în amplitudine şi fază pe înălţimea *oz*, se modifică. Se ţine cont de fenomenul de refulare operînd în calcule de obicei cu adîncimea de pătrundere, dependentă de frecvenţa proceselor din indus, dimensiunile acestuia, de rezistivitatea ρ şi permeabilitatea magnetică μ a materialului indusului. Efectul transversal influenţează direct adîncimea de pătrundere, pe de o parte prin modificarea cum s-a arătat, a repartiţiei transversale a inducţiei magnetice din întrefier, iar pe de altă parte prin creşterea rezistenţei echivalente a indusului. De observat că la maşinile cu indus feromagnetic, pentru a reduce efectul de refulare, în vederea asigurării unei rezistenţe echivalente a indusului suficient de mică, acesta se urmăreşte să fie puternic saturat.

Observaţie. Dacă se suprapun extremităţile de pe direcţia *oy* ale inductorului, se regăseşte maşina rotativă de inducţie : dispare efectul longitudinal dar se păstrează efectul transversal. Dacă se procedează la suprapunerea extremităţilor de pe direcţia *ox* ale inductorului, se obţine *maşina liniară de inducţie tubulară*, la care dispare efectul transversal dar este prezent efectul longitudinal (maşina tubulară de inducţie este studiată în momentul de faţă, întrucît prezintă interes în multe domenii ale practicii). Prezenţa ambelor efecte de capăt la maşina liniară, implică un studiu analitic complicat şi din acest motiv ne-am limitat la o prezentare calitativă.

Sînt analizate în continuare *forţele ce se dezvoltă în maşina liniară*. Considerînd doar cîmpul magnetic din întrefier şi admiţînd variaţia sinusoidală în timp a mărimilor, în sistemul de axe ales, se obţin :

— forța longitudinală

$$F_x = \frac{1}{2}\,\mathrm{Re}\left[\int_0^L \mathrm{d}x \int_{-\frac{1}{2}}^{+\frac{1}{2}} \mathrm{d}y \int_0^{\Delta} \underline{B}_z \underline{J}_y^* \mathrm{d}z\right]$$

(unde L — lungimea inductorului, Δ — grosimea întrefierului), ce determină antrenarea sau frînarea indusului ;

— forța transversală

$$F_y = \frac{1}{2}\,\mathrm{Re}\left[\int_0^L \mathrm{d}x \int_{-\frac{1}{2}}^{+\frac{1}{2}} \mathrm{d}y \int_2^{\Delta} \underline{B}_z \underline{J}_x^* \mathrm{d}z\right]$$

determinată de prezența componentelor longitudinale $\underline{J}_x$ în densitatea de curent din indus. De remarcat că dacă în fig. 5.59, *b*, $c_1 = c_2$, liniile de curent sînt simetrice față de axa ox și forța F_y se anulează. Forțele F_y se fac resimțite și uneori sînt folosite, în condițiile $c_1 \neq c_2$ la mașinile liniare de mare viteză, la care componenta $\underline{J}_x$ devine importantă.

Forța normală F_z are două componente, una *de atracție* dintre cele două armături la inductorul bilateral sau între inductorul unilateral și indusul feromagnetic și una *de levitație* exercitată asupra indusului feromagnetic masiv sau nemagnetic, levitatorul fiind înfășurarea inductoare. Observăm că la motorul liniar bilateral cu indus dispus simetric în întrefier, forța rezultantă de levitație se anulează, componentele ei determinate de cele două inductoare, fiind egale și de semn contrar. La o dispunere nesimetrică însă în direcția oz, aceste componente se dezechilibrează determinînd stabilirea unei rezultante, ce acționează în sensul restabilirii poziției simetrice și prin aceasta își dovedesc utilitatea.

Studiul sistematic al cîmpului electromagnetic din mașina liniară, calculul forțelor F_x, F_y, F_z și celorlalte mărimi ce determină funcționarea mașinii, presupune rezolvarea ecuațiilor de cîmp în condițiile prezenței efectelor de capăt și de refulare. Pentru stabilirea repartiției cîmpului electromagnetic în mașina liniară și identificarea pe această bază a principalilor parametri, se recurge la legile generale și de material ale teoriei macroscopice a fenomenelor electromagnetice, în formă locală. Considerînd sistemul de referință solidar cu statorul, avem

$$\mathrm{rot}\ \bar{H} = \bar{J},\ \bar{J} = \sigma\bar{E},\ \bar{B} = \mu\bar{H} \tag{5.115}$$

$$\mathrm{rot}\ \bar{E} = -\frac{\partial\bar{B}}{\partial t} + \mathrm{rot}\ \bar{v} \times \bar{B} \tag{5.116}$$

$$\mathrm{div}\ \bar{B} = \mathrm{div}\ \bar{E} = 0 \tag{5.117}$$

Introducînd potențialul magnetic vector definit de relația $\bar{B} = \mathrm{rot}\ \bar{A}$, rezultă din (5.116)

$$\bar{E} = -\frac{\partial\bar{A}}{\partial t} + \bar{v} \times \mathrm{rot}\ \bar{A} \tag{5.118}$$

sau utilizînd şi relaţiile (5.115), se obţine pentru potenţialul magnetic vector ecuaţia cu derivate parţiale de ordinul doi

$$\Delta \bar{A} - \mu\sigma \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} + \mu\sigma \bar{v} \times \text{rot}\, \bar{A} = 0 \qquad (5.119)$$

Rezolvarea ecuaţiei (5.119) în cazul general comportă însă dificultăţi serioase ca urmare a fenomenelor specifice prezentate. Considerarea lor separată simplifică rezolvarea problemei de cîmp şi permite evidenţierea unor aspecte interesante. Totuşi, trebuie reţinută interdependenţa fenomenelor şi faptul că suprapunerea efectelor nu se poate face în orice situaţie fără a afecta precizia determinărilor. Lucrările de cercetare actuale, urmăresc considerarea împreună a fenomenelor specifice de bază, ceea ce conduce la rezolvarea ecuaţiilor cîmpului electromagnetic în condiţii complicate de frontieră. În ipoteze simplificatoare însă, valabile de la caz la caz şi utilizînd atît metode analitice cît şi numerice, se pot predetermina teoretic caracteristici convenabile pentru maşina liniară, care să fie verificate de practică.

Motorul liniar are o serie de avantaje importante printre care cel legat de posibilitatea obţinerii directe a mişcării de translaţie, a producerii unei puteri mecanice fără transmisii, îl face util în tracţiunea electrică.

Construcţia motorului liniar este simplă şi robustă ca a oricărei maşini de inducţie. Se pretează pentru a fi utilizat pe vehicole cu pernă de aer sau cu suspensie magnetică, cînd pot fi folosite raţional şi forţele F_y şi F_z ; este silenţios şi nepoluant avantaje care îl fac deosebit de actual.

Motoarele liniare se pot realiza de viteze dorite în mod simplu prin modificarea pasului polar sau a frecvenţei tensiunii de alimentare, fiind utilizate atît în tracţiunea electrică de mare viteză cît şi în instalaţiile industriale unde sînt necesare viteze mici de deplasare.

Dezavantajele sînt legate de prezenţa efectelor de capăt ce se traduc prin forţe parazite, pierderi suplimentare şi curenţi nesimetrici în înfăşurările de fază, prin alunecări mai mari, un randament şi un factor de putere inferiori motorului rotativ de inducţie. Eforturile cercetării actuale, concretizate în apariţia unui număr mare de tipuri de maşini liniare, de viteze şi puteri oscilînd în limite largi, ce îşi găsesc utilizarea în instalaţiile automate sau în tracţiunea de mare viteză, sînt orientate în direcţia limitării aspectelor dezavantajoase proprii acestor maşini şi asigurării pe această bază şi a unor parametri tehnico-economici competitivi.

5.11. PROCESE TRANZITORII ÎN MAŞINA DE INDUCŢIE

Se urmăresc în continuare cîteva procese tranzitorii de interes practic, utilizînd ecuaţiile de tensiuni în formă complexă aşa cum se arată în § 2.6.3.2. Se au în vedere ecuaţiile (2.98), (2.97) pentru tensiuni respectiv fluxuri în sistemul de axe solidar cu rotorul. Reamintim că axele reale ale sistemelor de axe ale statorului respectiv rotorului, sînt suprapuse axelor fazelor A respectiv a. Se analizează pentru simplificarea calculelor, procesele tranzitorii în care Ω = ct (această ipoteză este valabilă pentru un număr mare de procese tranzitorii de interes practic) şi se presupun parametrii maşinii, rezistenţe şi induc-

tivități, constanți, independenți de saturație. Pe această bază sistemul (2.97), (2.98) este liniar și poate fi rezolvat prin calcul operațional.

Avem[1]

$$\begin{aligned} \underline{\bar{u}}_s &= R_s\underline{\bar{i}}_s + p[\underline{\bar{\psi}}_s - \underline{\psi}_s(0)] + j\omega\underline{\bar{\psi}}_s \\ \underline{\bar{u}}_r &= R_r\underline{\bar{i}}_r + p[\underline{\bar{\psi}}_r - \underline{\psi}_r(0)] \\ \underline{\bar{\psi}}_s &= L_s\underline{\bar{i}}_s + M\underline{\bar{i}}_r \\ \underline{\bar{\psi}}_r &= L_r\underline{\bar{i}}_r + M\underline{\bar{i}}_s \end{aligned} \tag{5.120}$$

Se exprimă în ecuația de tensiuni a circuitului rotoric fluxul $\underline{\bar{\psi}}_r$ în funcție de curenți

$$\underline{\bar{u}}_r = (R_r + pL_r)\underline{\bar{i}}_r + pM\underline{\bar{i}}_s - p\underline{\psi}_r(0) \tag{5.121}$$

Introducînd pe $\underline{\bar{i}}_r$ dat de (5.121) în expresia lui $\underline{\bar{\psi}}_s$ se obține

$$\underline{\bar{\psi}}_s = l_s(p)\underline{\bar{i}}_s + [\underline{\bar{u}}_r + p\underline{\psi}_r(0)]\, g(p) \tag{5.122}$$

unde parametrii operaționali $l_s(p)$, $g(p)$ au forma

$$l_s(p) = L_s - \frac{pM^2}{R_r + pL_r}; \quad g(p) = \frac{M}{R_r + pL_r} \tag{5.123}$$

Dacă se cunosc tensiunile $\underline{\bar{u}}_s$, $\underline{\bar{u}}_r$ și condițiile inițiale, din prima ecuație din (5.120) împreună cu (5.122) se determină curentul $\underline{\bar{i}}_s$. În continuare din (5.121) se obține curentul $\underline{\bar{i}}_r$, din (5.120) fluxurile $\underline{\bar{\psi}}_s$, $\underline{\bar{\psi}}_r$, iar din ecuații de forma (2.114) sau (2.115), cuplul electromagnetic.

Coeficientul $l_s(p)$ este *inductivitatea operațională a mașinii de inducție.* Dacă în (5.123) se neglijează R_r se obține

$$l_s(p) = L_s - \frac{M^2}{L_r} = L_s\left(1 - \frac{M^2}{L_sL_r}\right) = \sigma_{12}L_s = L_s',$$

unde $\sigma_{12} = 1 - \dfrac{M^2}{L_sL_r}$ este coeficientul mutual de dispersie al înfășurărilor mașinii. Aceiași valoare L_s' se obține și dacă în (5.123) se face $p = \infty$. Inductivitatea L_s' determinată cu neglijarea rezistențelor rotorice este prin urmare valoarea inductivității de fază a statorului, în primul moment al procesului tranzitoriu (la $t = 0$) și se numește *inductivitate tranzitorie.* Cum $\sigma_{12} \ll 1$ rezultă $L'_s \ll L_s$.

Introducînd coeficientul de dispersie σ_{12} și constanta proprie de timp $T_r = \dfrac{L_r}{R_r}$ a înfășurării rotorice, inductivitatea operațională obține forma

$$l_s(p) = L_s\frac{1 + p\sigma_{12}T_r}{1 + pT_r} = L_s\frac{1 + pT_r'}{1 + pT_r} \tag{5.124}$$

$T_r' = \sigma_{12}T_r$ reprezintă constanta de timp a înfășurării rotorice în prezența înfășurării statorice presupusă supraconductoare și legată în scurtcircuit

[1] A nu se confunda variabila complexă p cu operatorul p din § 4.5.3. sau cu numărul perechilor de poli. Pentru ușurința scrierii, imaginile s-au notat simplificat.

5.11.1. PROCESUL TRANZITORIU DE CONECTARE LA REŢEA

Se urmăreşte procesul de conectare la reţea a unei maşini de inducţie, care a timpul t = o are o turaţie oarecare sau este oprită.

Condiţiile iniţiale sînt $\underline{\psi}_s(0) = \underline{\psi}_r(0) = 0$. Se presupune înfăşurarea rotorică legată în scurtcircuit încît $\overline{\underline{u}}_r = \overline{0}$ (dacă la inele este conectată o rezistenţă, aceasta se consideră inclusă în rezistenţa proprie a înfăşurării).

Prima ecuaţie din (5.120) considerînd pentru generalizare rotorul în turaţie, devine

$$\overline{\underline{u}}_s = [R_s + (p + j\omega)\cdot l_s(p)]\ \overline{\underline{i}}_s \tag{5.125}$$

În sistemul de axe statoric $\underline{u}_s = \underline{U}_1 e^{j\omega_1 t}$ şi în sistemul rotoric utilizat

$$\underline{u}_s = \underline{U}_1 e^{-j\beta_0}\cdot e^{js\omega_1 t} \tag{5.126}$$

Rezultă din (5.125)

$$\overline{\underline{i}}_s = \frac{p\underline{U}_1 e^{-j\beta_0}}{(p - js\omega_1)\left[R_s + (p + j\omega)L_s\dfrac{1 + p\sigma_{12}T_r}{1 + pT_r}\right]} \tag{5.127}$$

Stabilirea valorii momentane $\underline{i}_s$ conform ecuaţiei (5.127) necesită un volum relativ mare de calcule. Fără a deforma prea mult rezultatele, se pot obţine concluzii imediate dacă se neglijează rezistenţa rotorului (dacă se presupune înfăşurarea rotorică supraconductoare. Introducerea acestei ipoteze de flux constant prin înfăşurarea rotorică, admisibilă pentru primele momente ale perturbării regimului staţionar, permite simplificări şi va fi folosită şi în continuare). În acest caz

$$\overline{\underline{i}}_s = \frac{p\underline{U}_1 e^{-j\beta_0}}{(p - js\omega_1)[R_s + (p + j\omega)L_s']} \tag{5.128}$$

Dar curentul $\underline{i}_{ss}$ în sistemul de coordonate statoric este $\underline{i}_{ss} = \underline{i}_s\cdot e^{j\beta} = \underline{i}_s\cdot e^{j\omega t}\cdot e^{j\beta_0}$ (cel de al doilea indice precizează aici sistemul de axe utilizat) Potrivit teoremei translaţiei

$$\overline{\underline{i}}_{ss} = \frac{p}{p - j\omega}\, e^{j\beta_0}\cdot \overline{\underline{i}}_s$$

în care $\overline{\underline{i}}_s$ este dat de (5.128) după înlocuirea lui p prin $p - j\omega$.

Rezultă

$$\overline{\underline{i}}_{ss} = \frac{p\underline{U}_1}{(p - j\omega_1)(R_s + pL_s')}$$

şi valoarea momentană

$$\underline{i}_{ss} = \frac{\underline{U}_1\left[e^{j\omega_1 t} - e^{-\frac{t}{T_s'}}\right]}{R_s + j\omega_1 L_s'} \tag{5.129}$$

unde s-a notat $T_s' = \dfrac{L_s'}{R_s} = \sigma_{12}\dfrac{L_s}{R_s} = \sigma_{12}T_s$

T_s este constanta proprie de timp a înfăşurării statorice, T_s' — constanta de timp a înfăşurării statorice în prezenţa înfăşurării rotorice presupusă supraconductoare şi în scurtcircuit.

Notînd $\omega_1 L_s' = X_s'$ — *reactanţa tranzitorie a maşinii*, $R_s + jX_s' = \underline{Z}_s' = Z_s' e^{j\varphi_s'}$ şi ţinînd cont că în general $\underline{U}_1 = U_1 e^{j\varphi_u}$ pentru curentul pe faza A statorică se obţine

$$i_A = \mathrm{Re}[\underline{i}_{ss}] = \frac{U_1\sqrt{2}}{Z_s'}\left[\cos(\omega_1 t + \varphi_u - \varphi_s') - \cos(\varphi_u - \varphi_s') \cdot e^{-\frac{t}{T_s'}}\right] \quad (5.130)$$

Observaţii 1. Aşa cum este definit L_s', rezultă că reactanţa X_s' este de o valoare apropiată de reactanţa de scurtcircuit X_{1sc} a maşinii şi corespunzător Z_s' se apropie de Z_{1sc}. Rezultă că la conectarea la tensiune nominală se stabilesc curenţi importanţi prin înfăşurările maşinii. Dacă se neglijează şi rezistenţa înfăşurării statorice $\left(T_s' = \infty,\ \varphi_s' = \frac{\pi}{2}\right)$, curentul pe faza A are o componentă periodică şi o componentă continuă de aceeaşi amplitudine. Valoarea maximă se obţine la $\varphi_u = \frac{\pi}{2}$ cînd $I_{max\ max} = 2\sqrt{2}\,\frac{U_{1n}}{X_s'}$. Ne putem aştepta prin urmare la curenţi de conectare de amplitudine maximă apropiată de dublul amplitudinii curentului nominal de scurtcircuit [$I_{max\ max} = 2\sqrt{2}.\ I_{scn}$ sau ţinînd cont de valorile posibile ale curentului de scurtcircuit (§ 5.5.1.2.1) $I_{max\ max} = 2\sqrt{2}(5\ldots8)\ I_n$]

2. Cum rezultă din (5.130) dacă se presupune circuitul rotoric supraconductor, curentul de conectare nu este funcţie de turaţia maşinii. În acest caz el ar scădea către valoarea finală $I = \frac{U_1}{Z_s'}$. Rezultatul se explică prin faptul că în ipoteza considerată, cîmpul magnetic nu pătrunde în rotor şi deci turaţia acestuia nu joacă nici un rol.

3. În realitate curentul $\underline{i}_{ss}$ este funcţie de turaţia maşinii, scade cu o viteză condiţionată de parametrii ambelor înfăşurări şi în final obţine o valoare dependentă de turaţie $I = \frac{U_1}{Z_{e1}}$ unde Z_{e1} este dat de (5.101).

5.11.2. DECONECTAREA MAŞINII DE INDUCŢIE DE LA REŢEA

Considerarea procesului tranzitoriu de decontare a unei maşini de inducţie de la reţea este dificilă întrucît nu se pot aprecia suficient de precis parametrii arcului electric ce apare la contactele întreruptorului care realizează această operaţie. Pentru a evidenţia fenomenele de bază, se fac ipoteze simplificatoare.

Se împarte în cele ce urmează analiza în două etape, prima corespunzătoare intervalului de timp $\Delta t = t_1$ pînă la dispariţia curentului prin înfăşurarea statorică şi cea de a doua cuprinzînd momentele ulterioare timpului t_1.

Se presupune în prima etapă că procesul evoluează foarte repede încît fluxul ce înlănţuie înfăşurarea rotorică rămîne, ca şi în cazul anterior, neschimbat şi că, de asemenea, poziţia rotorului nu se modifică. Se asociază indicele

„0“ mărimilor de la timpul $t = 0$ şi indicele „1“ mărimilor de la timpul t_1. Avem (2.97) într-un sistem comun de axe

$$\left.\begin{aligned} &\underline{\psi}_{r0} = L_r \underline{i}_{r0} + M\underline{i}_{s0},\ \underline{\psi}_{r1} = L_r \underline{i}_{r1} \\ &\text{şi de asemenea} \\ &\underline{\psi}_{s0} = L_s \underline{i}_{s0} + M\underline{i}_{r0},\ \underline{\psi}_{s1} = M\underline{i}_{r1} \end{aligned}\right\} \tag{5.131}$$

Din condiţia $\underline{\psi}_{r0} = \underline{\psi}_{r1}$ rezultă

$$\underline{i}_{r1} = \underline{i}_{r0} + \frac{M}{L_r}\underline{i}_{s0} \tag{5.132}$$

Fluxul ce înlănţuie înfăşurarea statorică se modifică în timpul $\Delta t = t_1$ cu valoarea $\Delta\underline{\psi}_s = \underline{\psi}_{s_1} - \underline{\psi}_{s0}$ ţi ţinînd cont de (5.131) şi (5.132) se obţine:

$$\Delta\underline{\psi}_s = -\left(L_s - \frac{M^2}{L_r}\right)\underline{i}_{s0} = -L_s\sigma_{12}\underline{i}_{s0} = -L_s'\underline{i}_{s0}$$

Această variaţie de flux provoacă o supratensiune în înfăşurarea statorică, cu atît mai importantă cu cît intervalul de timp Δt este mai mic. Observăm însă că timpul Δt nu poate fi apreciat exact. El este funcţie de mulţi parametri cum ar fi tipul întreruptorului, mărimea curentului anterior deconectării, etc. Calculul valorii de vîrf se face cu dificultate întrucît trebuiesc consideraţi pentru acest proces tranzitoriu ce decurge foarte repede, atît caracteristica neliniară a arcului electric ce se stabileşte între contactele întreruptorului, cît şi parametrii înfăşurărilor maşinii.

Din cele prezentate, rezultă că în intervalul Δt există posibilitatea stabilirii unor supratensiuni importante în înfăşurarea statorică. Pentru a le limita la valori mici, este de dorit să se asigure un cuplaj magnetic cît mai strîns al înfăşurărilor (fluxuri de dispersie cît mai reduse).

Se consideră în continuare momentele ulterioare întreruperii curentului statoric. Din ecuaţia de tensiuni pentru circuitul rotoric (presupus legat în scurtcircuit), în sistemul de axe solidar cu rotorul

$$0 = R_r\underline{i}_r + \frac{d\underline{\psi}_r}{dt}$$

observînd că $\underline{\psi}_r = L_r\underline{i}_r$ şi admiţînd pentru simplificare L_r = ct, rezultă

$$\underline{i}_r = \underline{K}e^{-\frac{t}{T'}} \tag{5.134}$$

Curenţii prin înfăşurările de fază rotorice devin aperiodici, scad simultan cu aceeaşi constantă de timp şi determină în consecinţă un cîmp magnetic fix faţă de rotor.

La timpul $t = 0$, $\underline{i}_r = \underline{K} = \underline{i}_{r1}$ încît ţinînd cont de (5.131) şi (5.132), ecuaţia (5.134) ia forma

$$\underline{i}_r = \left(\underline{i}_{r0} + \frac{M}{L_r}\underline{i}_{s0}\right)\cdot e^{-\frac{t}{T_r}} = \frac{1}{L_r}\underline{\psi}_{r0}e^{-\frac{t}{T_r}} \tag{5.135}$$

Fluxul principal prin înfăşurarea statorică în sistemul de axe solidar cu rotorul devine (şi aici indicele r evidenţiază sistemul de axe considerat)

$$\underline{\psi}_{shr} = M\underline{i}_r = \frac{M}{L_r}\underline{\psi}_{r0}\cdot e^{-\frac{t}{T_r}} \tag{5.136}$$

Pentru regimul sinusoidal anterior deconectării din (5.6) avem însă

$$\underline{\psi}_s = (L_{s\sigma}\underline{I}_1 + \underline{\psi}_{1h})e^{j\omega_1 t} = \underline{\psi}_1 e^{j\omega_1 t} \tag{5.137}$$

şi analog

$$\underline{\psi}_r = (L_{r\sigma}\underline{I}_2 + \underline{\psi}_{2h})e^{j\omega_2 t} = \underline{\psi}_2 e^{j\omega_2 t} \tag{5.138}$$

unde $\underline{\psi}_1$, $\underline{\psi}_2$, fluxurile totale ale înfăşurărilor statorică respectiv rotorică.

La timpul $t = 0$ conform (5.138) se obţine $\underline{\psi}_{r0} = \underline{\psi}_2$ încît se poate scrie

$$\underline{\psi}_{shr} = \frac{M}{L_r}\underline{\psi}_2\cdot e^{-\frac{t}{T_r}}$$

În sistemul de axe statoric

$$\underline{\psi}_{sh} = \underline{\psi}_{shr}e^{j\beta} = \frac{M}{L_r}\underline{\psi}_2 e^{-\frac{t}{T_r}}\cdot e^{j\beta_0}\cdot e^{j\omega t}$$

şi prin urmare tensiunea la bornele înfăşurării statorice [conform (5.5)], determinată de cîmpul învîrtitor solidar cu rotorul, devine

$$\underline{u}_s = \frac{d\underline{\psi}_s}{dt} = \frac{d\underline{\psi}_{sh}}{dt} = \frac{M}{L_r}\underline{\psi}_2 e^{j\beta_0}\left(-\frac{1}{T_r} + j\omega\right)\cdot e^{-\frac{t}{T_r}}\cdot e^{j\omega t}$$

sau dacă se pune în evidenţă pulsaţia ω_1

$$\underline{u}_s = \underline{U}_1'\left(1 - s + j\frac{R_r}{X_r}\right)e^{-\frac{t}{T_r}}\cdot e^{j\omega t} \tag{5.139}$$

unde

$$\underline{U}_1' = j\omega_1\frac{M}{L_r}\underline{\psi}_2\cdot e^{j\beta_0} \tag{5.140}$$

iar $X_r = \omega_1 L_r$ este reactanţa ciclică pe fază a înfăşurării rotorice, la frecvenţa fundamentală, înfăşurarea statorică fiind deschisă.

Se precizează în cele ce urmează tensiunea $\underline{U}_1'$ din condiţiile anterioare deconectării de la reţea. Se au în vedere cele stabilite în § 5.2. Pentru regimul sinusoidal, ecuaţia de tensiuni pentru circuitul statoric (5.5) devine

$$\underline{U}_1 = R_1\underline{I}_1 + j\omega_1\underline{\psi}_1 \tag{5.141}$$

iar din (5.6), (5.7) observînd că $\beta = \omega t + \beta_0$ şi ţinînd cont şi de (5.137), (5.138), rezultă

$$\underline{\psi}_1 = L_s\underline{I}_1 + M\underline{I}_2 e^{j\beta_0},\quad \underline{\psi}_2 = L_r\underline{I}_2 + M\underline{I}_1 e^{-j\beta_0} \tag{5.142}$$

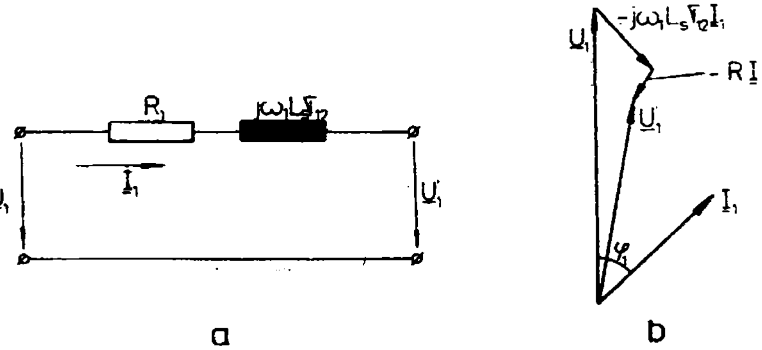


Fig. 5.60. *a* — Schema echivalentă corespunzătoare ecuaţiei (5.143); *b* — diagrama fazorială cu evidenţierea lui $\underline{U}_1'$.

Eliminînd pe $\underline{\psi}_1$, $\underline{I}_2$ din (5.142) şi (5.141) se obţine

$$\underline{U}_1 = \left[R_1 + j\omega_1\left(L_s - \frac{M^2}{L_r}\right)\right]\underline{I}_1 + j\omega_1 \frac{M}{L_r}\underline{\psi}_2 e^{j\beta_0} =$$

$$= (R_1 + j\omega_1 L_s\sigma_{12})\,\underline{I}_1 + \underline{U}_1' \tag{5.143}$$

Schema echivalentă şi diagrama fazorială corespunzătoare ecuaţiei (5.143), sînt reprezentate în fig. 5.60. Dacă regimul de funcţionare al maşinii anterior deconectării este cunoscut, curentul $\underline{I}_1$ este precizat în mărime şi fază, iar în baza ecuaţiei (5.143) se obţine imediat tensiunea $\underline{U}_1'$

Întrucît căderile de tensiune pe rezistenţa R_1 (notată mai sus şi prin R_s) şi pe reactanţa tranzitorie X_s' sînt, pentru sarcini în jurul celei nominale, relativ reduse, U_1' ia valori apropiate de U_1 (practic $U_1' = (0{,}85 \div 0{,}9)\, U_1$)

Notînd

$$1 - s + j\frac{R_r}{X_r} = \underline{A} = Ae^{j\varphi_A}$$

e obţine

$$\underline{u}_s = AU_1' e^{j\varphi_A} \cdot e^{-\frac{t}{T_r}} \cdot e^{j\omega t}$$

Valoarea efectivă a tensiunii la borne devine

$$U_s = U_1'\sqrt{(1-s)^2 + \left(\frac{R_r}{X_r}\right)^2} \cdot e^{-\frac{t}{T_r}} = AU_1' e^{-\frac{t}{T_r}} \tag{5.144}$$

Se observă de aici că în cazul unor rezistenţe mari în rotor, A poate fi supraunitar încît ţinînd cont şi de valorile posibile ale lui U_1' se pot stabili tensiuni importante la bornele maşinii în primele momente după deconectarea de la reţea, peste valorile tensiunii de alimentare. Se evidenţiază astfel efectul nefavorabil al prezenţei rezistenţei R_r deşi în această situaţie tensiunea U_s se amortizează mai repede (ca urmare a reducerii lui T_r).

Observăm, de asemenea, că valoarea constantei de timp T_r nu se păstrează neschimbată pentru un R_r dat. În primele momente după deconectare, cît timp solicitarea magnetică a maşinii este ridicată, inductivitatea L_r este mică.

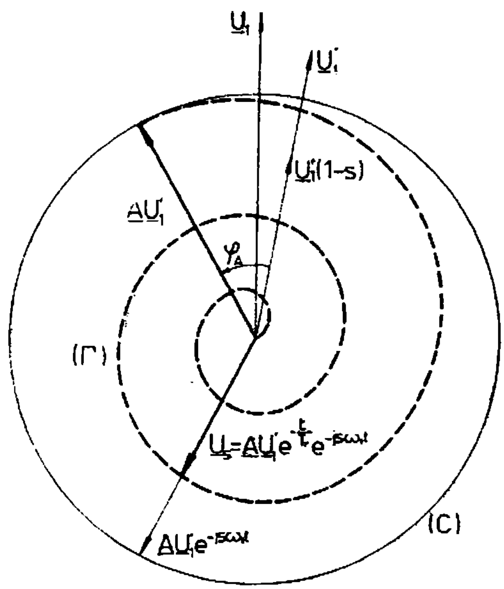


Fig. 5.61. Reprezentarea lui $\underline{U}_s$ în complex simplificat la considerarea şi neglijarea amortizării.

şi T_r ia valori reduse. Corespunzător, viteza de scădere a lui U_s conform (5.144) este mare. Cînd fluxul ce înlănţuie înfăşurările maşinii a scăzut astfel încît este descrisă porţiunea liniară a caracteristicii magnetice (maşina este nesaturată), inductivitatea L_r creşte ceea ce determină o creştere a lui T_r şi o reducere a vitezei de scădere a lui U_s.

Se reprezintă în complex simplificat tensiunea reţelei $\underline{U}_1$ şi tensiunea $\underline{U}_1'$ (fig. 5.61). Tensiunea $\underline{u}_s$ poate fi pusă sub forma

$$\underline{u}_s = \underline{U}\underline{A}_1' e^{-\frac{t}{T_r}} \cdot e^{-js\omega_1 t} \cdot e^{-j\omega_1 t}$$

încît la reprezentarea în acelaşi plan complex, se obţine

$$\underline{U}_s = \underline{A}\,\underline{U}_1' \; e^{-\frac{t}{T_r}} \cdot e^{-js\omega_1 t}$$

un fazor rotitor cu o viteză unghiulară egală cu pulsaţia de alunecare $s\omega_1$.

Presupunînd că alunecarea se păstrează, cea din momentul deconectării, se observă că, la neglijarea amortizării, fazorul $\underline{U}_s$ descrie cercul (c). În realitate, locul vîrfului lui $\underline{U}_s$ este curba (Γ), încît în final tensiunea $\underline{U}_s$ devine nulă.

De reţinut ca o concluzie de interes practic din analiza curbelor ridicate în fig. 5.61 că dacă imediat după deconectare se procedează la o reanclanşare, tensiunea $\underline{U}_s$ de la bornele maşinii poate fi importantă şi dacă se prinde şi un moment de opoziţie de fază între $\underline{U}_s$ şi $\underline{U}_1$ (ceea ce este echivalent cu alimentarea maşinii cu o tensiune mult superioară reţelei), se stabilesc curenţi importanţi, nedoriţi, cu mult peste valorile nominale, ce solicită intens maşina şi reţeaua. Dacă se neglijează amortizarea lui U_s şi se consideră un moment de opoziţie de fază între $\underline{U}_s$, $\underline{U}_1$, tensiunea de conectare devine aproximativ dublă faţă de tensiunea reţelei şi curentul maxim posibil atinge valori de ordinul $\sqrt{2}\,(20\ldots35)I_n$.

5.11.3. SCURTCIRCUITUL UNEI MAŞINI DE INDUCŢIE

Se consideră o maşină de inducţie conectată la reţea, încărcată cu o sarcină determinată şi se urmăreşte procesul tranzitoriu ce se stabileşte la scurtcircuitarea bruscă a bornelor de alimentare.

În acest caz în prima ecuaţie din (5.120) trebuie introdus $\underline{\bar{u}}_s = 0$ iar $\underline{\bar{\psi}}_s$ înlocuit prin (5.122).

Considerînd ca mai sus $\underline{\bar{u}}_r = 0$, se obţine

$$\underline{\bar{i}}_s = \frac{p[\underline{\psi}_s(0) - (p + j\omega)\underline{\psi}_r(0)g(p)]}{R_s + (p + j\omega)l_s(p)} \tag{5.145}$$

În sistemul rotoric de axe $\underline{\bar{\psi}}_s = \underline{\psi}_1 e^{-j\beta_0}\cdot e^{js\omega_1 t}$, $\underline{\bar{\psi}}_r = \underline{\psi}_2 e^{js\omega_1 t}$ şi în consecinţă $\underline{\psi}_s(0)$, $\underline{\psi}_r(0)$ din (5.145) au valorile $\underline{\psi}_s(0) = \underline{\psi}_1 e^{-j\beta_0}$, $\underline{\psi}_r(0) = \underline{\psi}_2$.

Aplicînd teorema translaţiei ca şi în § 5.11.1 se obţine

$$\underline{\bar{i}}_{ss} = \frac{p}{p - j\omega} e^{j\beta_0} \cdot \frac{(p - j\omega)[\underline{\psi}_1 e^{-j\beta_0} - p\underline{\psi}_2 g(p - j\omega)]}{R_s + pl_s(p - j\omega)} \tag{5.146}$$

unde

$$g(p - j\omega) = \frac{M}{R_r + (p - j\omega)L_r}; \quad l_s(p - j\omega) = L_s \frac{1 + (p - j\omega)\sigma_{12}T_r}{1 + (p - j\omega)T_r}$$

Pe baza relaţiei (5.146) se stabileşte curentul $\underline{\bar{i}}_{ss}$ căutat însă rezolvarea necesită un volum relativ mare de calcule. Se pot stabili cu o bună aproximaţie pentru practică valorile obţinute în primele momente ale procesului tranzitoriu, dacă se presupune că fluxurile ce înlănţuie înfăşurările maşinii rămîn neschimbate (că înfăşurările sînt circuite supraconductoare). Introducînd $R_s = R_r = 0$ în (5.146), se obţine

$$\underline{\bar{i}}_{ss} = \frac{\underline{\psi}_1}{L_s'} - \frac{1}{L_s'}\frac{p}{p - j\omega}\underline{\psi}_2\frac{M}{L_r}\cdot e^{j\beta_0}$$

şi prin urmare valoarea momentană

$$\underline{i}_{ss} = \frac{\underline{\psi}_1}{L_s'} - \frac{1}{L_s'}\cdot\underline{\psi}_2\frac{M}{L_r}\cdot e^{j\beta_0}\cdot e^{j\omega t} \tag{5.147}$$

Ţinînd cont de (5.142) avem

$$\underline{\psi}_1 = L_s' \underline{I}_1 + \frac{M}{L_r}\underline{\psi}_2 e^{j\beta_0}$$

şi înlocuind în (5.147) rezultă

$$\underline{i}_{ss} = \underline{I}_1 + \frac{1}{L_s'}\cdot\frac{M}{L_r}\underline{\psi}_2 e^{j\beta_0}(1 - e^{j\omega t}) = \underline{I}_1 + \frac{1}{j\omega_1 L_s'}(1 - e^{j\omega t})\underline{U}_1' \tag{5.148}$$

unde $\underline{U}_1'$ este dat de (5.140)

Notînd $\underline{U}_1' = U_1' \, e^{j\varphi_u'}$, pentru valoarea momentană a curentului fazei statorice A se obține

$$i_A = \mathrm{Re}[\underline{i}_{st}] = i_A(0) - \frac{U_1'}{X_s'} \cos\left(\varphi_u' + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{U_1'}{X_s'} \cos\left(\omega t + \varphi_u' + \frac{\pi}{2}\right) \quad (5.149)$$

După cum se vede, curenții ce se stabilesc după scurtcircuit în înfășurarea statorică în ipotezele considerate, au componente neamortizate atît continue cît și de pulsație ω și sînt dependenți prin $\underline{I}_1$ și $\underline{U}_1'$ de condițiile anterioare de funcționare.

Cum U_1' are valori apropiate de U_1 și relația (5.149) este asemănătoare cu (5.130), rezultă că ne putem aștepta la curenți de amplitudine maximă apropiată de dublul amplitudinii curentului nominal de scurtcircuit. În continuare, ca urmare a prezenței rezistențelor R_s, R_r, curenții prin toate înfășurările mașinii se amortizează și tind la zero.

6. MAŞINA SINCRONĂ

6.1. GENERALITĂŢI

Maşina sincronă este tipul de maşină electrică rotativă, care funcţionează la o turaţie riguros constantă. Este utilizată în principal ca *generator*, cu tendinţa de a realiza puteri cît mai mari (de ordinul sutelor de mii de Kw) pe unitate, în vederea ridicării randamentului (maşina sincronă oferind la ora actuală, principala modalitate de obţinere a energiei electrice). Fiind reversibilă, funcţionează şi ca *motor* şi de asemenea într-un regim specific, de *compensator de putere reactivă.*

6.1.1. ELEMENTE CONSTRUCTIVE

Şi la maşina sincronă se disting două părţi constructive de bază, *statorul* şi *rotorul.*

Elementele componente ale statorului sînt aceleaşi ca şi la maşina de inducţie. În crestăturile practicate în miezul feromagnetic, realizat din tole de oţel electrotehnic izolate, este plasată *înfăşurarea de curent alternativ a indusului*, monofazată sau polifazată (trifazată în general), construită cum s-a arătat în § 2.1.3.

Rotorul se realizează în două variante constructive, cu poli plini (fig. 6.1) şi cu poli aparenţi (fig. 6.2).

Cîmpul magnetic inductor al maşinii, este produs prin intermediul unei *înfăşurări de excitaţie* alimentată în curent continuu, dispusă pe rotor.

La maşinile cu poli plini, înfăşurarea de excitaţie se plasează în crestături repartizate pe 2/3 din deschiderea unui pol, cum apare principial în fig. 1.1. Părţile frontale ale înfăşurării de excitaţie sînt rigidizate prin bandaj. La unităţile de putere mică miezul rotoric se realizează din tole ştanţate. La cele de mare putere, crestăturile se frezează în miezul rotoric realizat monobloc, din oţel de cea mai bună calitate.

La maşinile sincrone cu poli aparenţi, înfăşurarea de excitaţie se realizează cu bobine concentrate plasate pe poli, principial ca în fig. 6.2. De regulă sistemul polilor aparenţi se dispune cum se vede şi din fig. 6.2 în rotor. Piesele polare se execută fie masive fie din tole. Ele sînt prinse prin buloane sau alte mijloace de roata polară.

La maşinile sincrone de putere mijlocie şi mare, în piesele polare, pe partea dinspre întrefier, sînt prevăzute crestături în care se plasează un sistem de bare scurtcircuitate la capete, ce pot fi privite ca elemente ale unei colivii obiş-

nuite de maşină de inducţie şi care intervin la funcţionare, în procesul de pornire, în cazul oscilaţiilor pendulare, la regimuri nesimetrice, etc. Pentru întărirea efectului, barele de scurtcircuitare la capete a conductoarelor elementelor de colivie de pe polii consecutivi, se leagă galvanic (vezi fig. 6.2 unde legătura este asigurată prin buloane). În calcule colivia incompletă rotorică astfel formată, pe o pereche de poli este considerată sub forma a două înfăşurări în scurtcircuit D şi Q, cu axele în axa d respectiv în axa q a maşinii.

Alimentarea în curent continuu a înfăşurării de excitaţie se face prin intermediul a două inele I (fig. 6.1, 6.2), plasate pe arbore (izolate electric faţă de acesta şi legate galvanic cu capetele înfăşurării), pe care calcă periile în

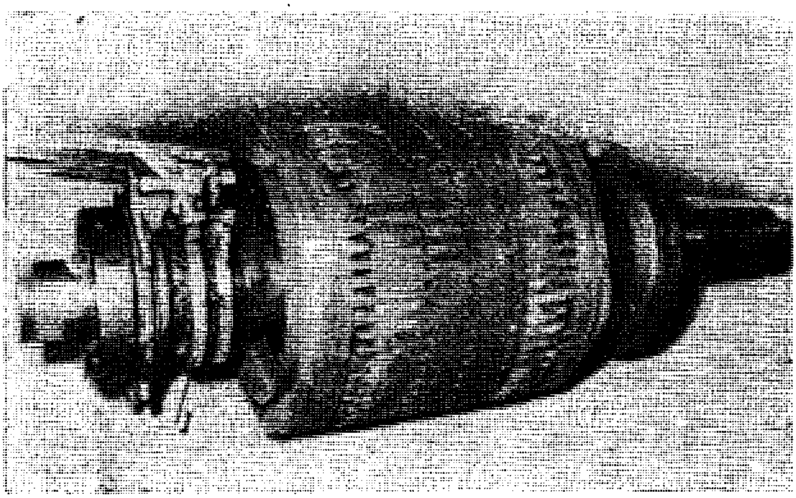


Fig. 6.1. Rotorul unei maşini sincrone cu poli plini.

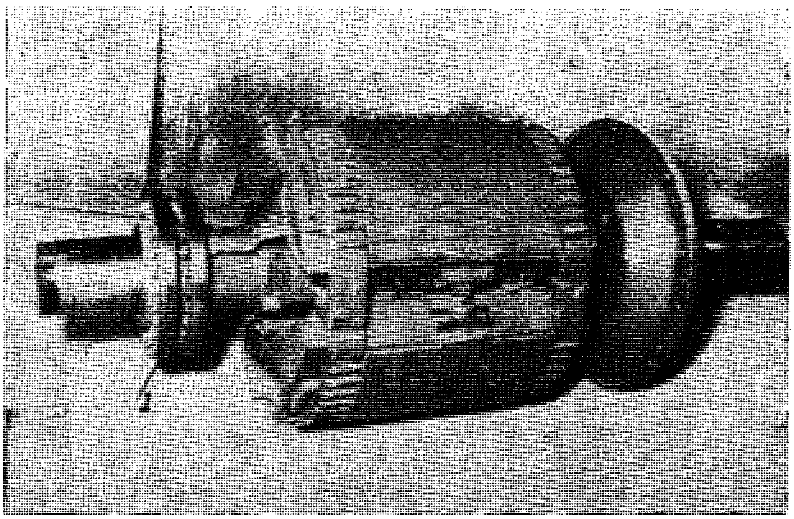


Fig. 6.2. Rotorul unei maşini sincrone cu poli aparenţi.

legătură cu bornele exterioare. Ca sursă de curent continuu poate servi o *maşină excitatoare* (un generator de curent continuu) plasată obişnuit pe acelaşi arbore cu maşina sincronă sau o reţea separată de curent continuu.

Întrefierul maşinii sincrone variază între 0,5-:-5 cm. La maşinile cu poli plini dacă se neglijează dispunerea neuniformă a crestăturilor rotorice pe întreaga periferie, se poate considera $\delta \cong$ ct. şi maşina izotropă magnetic; la construcţia cu poli aparenţi, întrefierul variază sensibil, luînd valoarea maximă în spaţiul interpolar al maşinii, care devine anizotropă magnetic. Uneori, pentru apropierea repartiţiei componentei radiale a inducţiei magnetice din întrefier de forma sinusoidală, acesta se face variabil şi sub talpa polară.[1]

Maşina cu rotorul de tipul cu poli plini, prezintă la turaţii mari o siguranţă mecanică de funcţionare mai ridicată. Din acest motiv, generatoarele sincrone antrenate de turbine cu aburi sau gaze, în general de turaţii ridicate, peste 1 000 rot/min, numite *turbogeneratoare*, se construiesc cu poli plini. Generatoarele sincrone antrenate de turbine cu apă, de turaţii reduse se construiesc cu poli aparenţi şi se numesc *hidrogeneratoare*.

Răcirea maşinii cu poli aparenţi, este obişnuit naturală cu aer în circuit deschis. La maşinile cu poli plini, se realizează o răcire în circuit închis, cu aer, hidrogen la puteri mari şi ulei şi apă distilată la puteri foarte mari.

În fig. 6.3 este reprezentată o maşină sincronă cu răcire naturală cu aer. În capătul de ax este fixată maşina excitatoare *E*. La maşinile sincrone de construcţie recentă, se renunţă uneori la maşina excitatoare de curent continuu *E*, prin asigurarea tensiunii continue necesare de la o reţea de curent alternativ

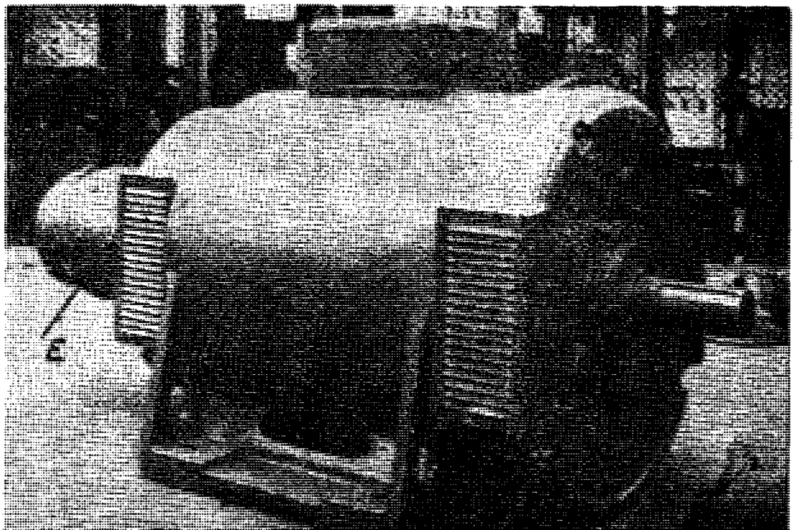


Fig. 6.3. Maşină sincronă cu răcire naturală în aer.

[1] Alte detalii constructive în [6], [9 IV], [19 II].

(cu utilizarea unor instalații cu elemente semiconductoare comandate sau necomandate).

Pentru detalii privind acest sistem de excitație, numit *excitație statică*, a se vedea [9 IV], [17], [31], lucrările CIGRE-72 , etc.

6.1.2. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE

Funcționarea mașinii sincrone a fost prezentată pe scurt în § 1.2. La rotirea inductorului cu o turație $n_1 =$ ct, în înfășurarea trifazată (m — fazată în general) statorică, apar tensiuni induse ce formează un sistem simetric, de frecvență $f = pn_1$.

Conectînd la borne un receptor simetric, în înfășurarea indusului se stabilesc curenți trifazici simetrici (m — fazici în general) și mașina sincronă lucrează în *regim de generator.*

Dacă se iau în considerație doar armonicile fundamentale de timp și spațiu, curenții din indus determină (vezi § 2.3.1.) un cîmp magnetic învîrtitor circular de turație $n_1 = \frac{f}{p}$, adică exact turația rotorului. Cîmpul învîrtitor obținut pe cale mecanică produs de înfășurarea inductoare rotorică și cîmpul învîrtitor obținut pe cale electrică, produs de înfășurarea indusului, numit *cîmp de reacție al indusului*, au pentru o încărcare dată a mașinii, o poziție relativă fixă. Turația comună n_1 cu care rotesc se numește *turație de sincronism.*

Cîmpul magnetic învîrtitor rezultant din întrefierul mașinii la funcționarea în sarcină, este dat de suprapunerea cîmpului inductor și al indusului. Această interacțiune constituie *reacția de indus* și este dependentă de caracterul sarcinii și tipul constructiv al mașinii.

Aplicarea principiului suprapunerii, este valabilă doar pentru mașina nesaturată. În cazul general, determinarea cîmpului rezultant, se face pe baza solenației rezultante, dată de suma solenațiilor înfășurărilor mașinii. La analiza proceselor de bază interesează în primul rînd armonicele fundamentale și pentru $\delta =$ ct, reacția indusului este condiționată de interacțiunea dintre unda învîrtitoare circulară a solenației indusului și armonica fundamentală a solenației înfășurării de excitație.

Cuplul electromagnetic dezvoltat de mașina sincronă, este determinat de interacțiunea dintre cîmpul învîrtitor rezultant al mașinii și cîmpul inductor, care se poate imagina că formează două coroane polare cu același număr de poli, ce rotesc sincron. Dacă cele două coroane polare rotesc cu viteze diferite, cuplul electromagnetic devine alternativ, de valoare medie nulă și în consecință funcționarea ca mașină sincronă nu mai este posibilă.

Mașina sincronă poate funcționa ca *generator autonom* (cînd debitează puterea electrică unui receptor individual), cît și ca *generator la rețea* (cînd transmite putere electrică în rețeaua exterioară la care este conectată).

La funcționarea ca generator autonom, frecvența tensiunii la borne este determinată de turația motorului de antrenare conform relației $f = pn_1$ și prin urmare cele două coroane polare au în permanență aceeași turație. Cînd generatorul debitează pe o rețea externă, frecvența curentului din indus coin-

cide cu frecvenţa reţelei şi în consecinţă cîmpul de reacţie al indusului roteşte cu o turaţie fixă $n_1 = f/p$; pentru a obţine o valoare medie diferită de zero pentru cuplu electromagnetic, este necesar ca rotorul să aibă riguros turaţia fixă n_1. Poziţia relativă dintre cîmpul rezultant învîrtitor al maşinii şi cîmpul inductor la sincronism, este fixată de unghiul ϑ' dintre axele acestor cîmpuri.

Maşina sincronă verifică principiul reversibilităţii şi conectată la reţea, poate funcţiona atît ca generator cît şi ca motor în raport cu modul de transformare al energiei.

La *funcţionarea ca generator*, cuplul la arborele maşinii este activ, cu tendinţa să crească turaţia rotorului. Cuplul electromagnetic ce se dezvoltă este un cuplu rezistent şi păstrează sincronismul celor două coroane polare. Întrucît rotorul este cel ce tinde să-şi crească turaţia, axa cîmpului rotori apare la funcţionarea ca generator rotită înainte cu ϑ' faţă de axa cîmpului rezultant, cu atît mai mult cu cît cuplul activ este mai mare.

Se presupune în continuare că scade cuplul de la arbore. Corespunzător, decalajul ϑ' se reduce astfel încît la cuplul activ nul, dacă se neglijează pierderile, se obţine $\vartheta' = 0$. Este *regimul de mers în gol al maşinii*. Cuplul determinat de interacţiunea coroanelor polare şi puterea activă schimbată la borne cu reţeaua, în acest caz ideal, devin nule.

Cînd cuplul la arbore din motor devine rezistent, coroana polară rotorică are tendinţa să frîneze şi ϑ' schimbă de semn. Această situaţie apare de fapt, chiar la absenţa cuplului la arbore, dacă se au în vedere pierderile din maşină. Cuplul electromagnetic ce se stabileşte devine activ, echilibrează cuplul rezistent şi pe această bază se păstrează turaţia sincronă a rotorului. Întrucît cuplul electromagnetic şi-a schimbat semnul, maşina absoarbe putere electrică din reţea şi dezvoltă la arbore o putere mecanică, adică a trecut în *regim de motor sincron.*

Sincronismul se pierde dacă la un moment dat, cuplul la arbore (activ sau rezistent) depăşeşte valorile maxime posibile ale cuplului electromagnetic. Cu cît maşina este mai puternic excitată, cu atît acţiunea de atracţie dintre polii ce compun cele două coroane este mai importantă şi corespunzător, funcţionarea sincronă mai sigură.

Întrucît mărimea unghiului ϑ' este o măsură a încărcării maşinii sincrone, el se mai numeşte şi *unghi de sarcină.*

6.2. ECUAŢIILE MAŞINII SINCRONE ÎN REGIM STAŢIONAR

Se consideră maşina sincronă funcţionînd ca generator la sincronism, în sarcină simetrică şi se au în vedere doar armonicele fundamentale de timp şi spaţiu. În consecinţă, rotorul are o poziţie relativă fixă faţă de cîmpul magnetic învîrtitor şi curenţii înfăşurărilor *D*, *Q* sînt nuli. În rotor este străbătută de curent doar înfăşurarea de excitaţie *E*.

6.2.1. ECUAŢIILE MAŞINII SINCRONE CU POLI PLINI

Întrucît maşina este simetrică magnetic după cele două axe d, q ($\delta = ct$), pentru stabilirea ecuaţiilor se poate opera cu fazorii reprezentativi. Aplicînd (2.88), pentru fluxul rezultant statoric se obţine

$$\underline{\psi}_s = L_s\underline{i}_s + L_{AEh}i_E e^{j\beta} \tag{6.1}$$

unde L_{AEh} — inductivitatea mutuală maximă pentru armonica fundamentală de spaţiu, dintre o fază statorică şi înfăşurarea de excitaţie.

Avem, de asemenea, la asocierea sensurilor pozitive corespunzătoare sursei pentru ecuaţia de tensiuni în formă complexă, relaţia

$$\underline{u}_s = -R_s\underline{i}_s - \frac{d\underline{\psi}_s}{dt} \tag{6.2}$$

În ipotezele date, tensiunile şi curenţii corespunzători pe faze se consideră de forma

$$u_A = \sqrt{2}U \sin\omega t, \quad u_B = \sqrt{2}U \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \quad u_C = \sqrt{2}U \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

$$(6.3)$$

$$i_A = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \varphi), \quad i_B = \sqrt{2}I \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right), \quad i_C = \sqrt{2}I \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi\right)$$

Ţinînd cont de (§ 2.7.3) se obţine

$$\underline{u}_s = \sqrt{2}Ue^{j\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)} = \underline{U}e^{j\omega t}, \quad \underline{i}_s = \sqrt{2}Ie^{j\left(\omega t - \varphi - \frac{\pi}{2}\right)} = \underline{I}e^{j\omega t} \tag{6.4}$$

unde

$$\underline{U} = \sqrt{2}Ue^{-j\frac{\pi}{2}}, \quad \underline{I} = \sqrt{2}Ie^{-j\left(\frac{\pi}{2} + \varphi\right)} \tag{6.5}$$

Introducînd valorile $\underline{u}_s$, $\underline{i}_s$, $\underline{\psi}_s$ în (6.2) şi observînd că $\beta = \omega t + \beta_0$, rezultă

$$\underline{U}e^{j\omega t} = -R_s\underline{I}e^{j\omega t} - \frac{d}{dt}\left[L_s\underline{I}e^{j\omega t} + L_{AEh}i_E e^{j(\omega t + \beta_0)}\right]$$

şi notînd pentru simetrie

$$\underline{I}_E = i_E e^{j\beta_0} = \sqrt{2}I_E e^{j\beta_0}, \tag{6.6}$$

după simplificări se obţine

$$\underline{U} = -R_s\underline{I} - j\omega L_s\underline{I} - j\omega L_{AEh}\underline{I}_E \tag{6.7}$$

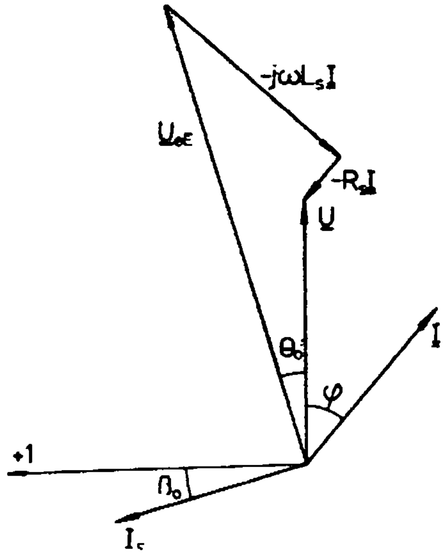


Fig. 6.4. Diagrama fazorială a maşinii sincrone cu poli plini.

Diagrama fazorială corespunzătoare ecuaţiei (6.7), ţinînd cont de expresiile (6.5), (6.6) este reprezentată în fig. 6.4 unde s-a notat

$$\underline{U}_{eE} = -j\omega L_{AEh}\underline{I}_E, \tag{6.8}$$

tensiunea electromotoare polară (indusă de cîmpul înfăşurării de excitaţie).

Defazajul dintre $\underline{U}$, $\underline{U}_{eE}$ se notează cu ϑ_0 şi se numeşte *unghi intern al maşinii*.

Din fig. 6.4 se observă că dacă se consideră tensiunile variabile conform (6.3) (astfel ca la $t = 0$, tensiunea pe faza A să treacă prin zero), unghiul electric β_0 dintre axele fazei A şi înfăşurării de excitaţie este chiar unghiul intern ϑ_0 al maşinii.

În general, dacă la $t = 0$ tensiunea pe faza A este diferită de zero, se obţine $\underline{U} = \sqrt{2}Ue^{-j\varphi_u}$ $\left(\text{unde } \varphi_u \neq \frac{\pi}{2}\right)$ şi diagrama fazorială apare rotită faţă de axa reală $+1$, reprezentată. Cum rezultă din fig. 6.4, pentru fazorul curentului de excitaţie, trebuie considerată în general ecuaţia

$$\underline{I}_E = ji_E \frac{\underline{U}}{U} e^{j\vartheta_0} = j\sqrt{2}I_E \frac{\underline{U}}{U} e^{j\vartheta_0} \tag{6.9}$$

Se evidenţiază în (6.7) inductivităţile principale şi de dispersie

$$\underline{U} = -R_s\underline{I} - j\omega(L_{s\sigma} + L_{sh})\underline{I} - j\omega L_{AEh}\underline{I}_E$$

Notînd

$$X = \omega L_{s\sigma}, \qquad X_{sa} = \omega L_{sh}, \; X_s = X + X_{sa} \tag{6.10}$$

se obține

$$\underline{U} = -(R_s + jX)\underline{I} - jX_{sa}\underline{I} - jX_{sa}K_e\underline{I}_E \tag{6.11}$$

unde

$$K_e = \frac{L_{AEh}}{L_{sh}} = \frac{2}{3}\frac{L_{AEh}}{L_{AAh}} \tag{6.12}$$

sau și

$$\underline{U} = -(R_s + jX)\underline{I} - jX_{sa}\underline{I} + \underline{U}_{eE} \tag{6.13}$$

unde conform (6.11)

$$\underline{U}_{eE} = -jX_{sa}K_e\underline{I}_E \tag{6.14}$$

Reactanțele X, X_{sa}, X_s definite ca în (6.10), reprezintă respectiv *reactanța de dispersie, reactanța principală ciclică* și *reactanța totală,* ale unei înfășurări de fază statorice.

Aplicînd legea inducției electromagnetice pentru o curbă ce se închide prin conductoarele unei faze statorice și pe o linie a tensiunii la bornele înfășurării considerate, la asocierea sensurilor pozitive conform sursei, rezultă

$$R_s\underline{I} + \underline{U} = \Sigma\underline{U}_e \tag{6.15}$$

Comparînd cu (6.13) se obține

$$\Sigma\underline{U}_e = -jX\underline{I} - jX_{sa}\underline{I} + \underline{U}_{eE} \tag{6.16}$$

Tensiunile electromotoare $-jX\underline{I}$ și $-jX_{sa}\underline{I}$, sînt induse respectiv de cîmpurile de dispersie și învîrtitor, create de curenții statorici. Cîmpul învîrtitor ce induce t.e.m. $-jX_{sa}I$ se numește *cîmp de reacție al indusului* și din acest motiv reactanța X_{sa} se numește și *reactanța de reacție a indusului.*

Ecuația (6.16) se poate pune și sub forma

$$\Sigma\underline{U}_e = -jX_s\underline{I} + \underline{U}_{eE} \tag{6.17}$$

unde

$$X_s = X + X_{sa} = \omega L_s \tag{6.18}$$

este *reactanța sincronă a mașinii* și ecuația de tensiuni (6.13) devine

$$\underline{U} = -R_s\underline{I} - jX_s\underline{I} + \underline{U}_{eE} \tag{6.19}$$

Notînd

$$\underline{Z}_s = R_s + jX_s \tag{6.20}$$

impedanţa sincronă a maşinii, avem şi

$$\underline{U} = -\underline{Z}_s\underline{I} + \underline{U}_{eE} \tag{6.21}$$

Diagrama fazorială corespunzătoare ecuaţiei (6.19) este cea reprezentată în fig. 6.4.

6.2.2. ECUAŢIILE MAŞINII SINCRONE CU POLI APARENŢI

Întrucît maşina prezintă asimetrie magnetică, în vederea considerării doar a armonicelor fundamentale ale cîmpului magnetic din întrefier, se înlocuieşte rotorul real cu un rotor cu întrefier constant, cum s-a arătat în § 2.6.4. Pentru stabilirea ecuaţiilor ce definesc comportarea maşinii cu poli aparenţi, se utilizează sistemul de axe d, q solidar cu rotorul. Se admite că tensiunile şi curenţii înfăşurărilor statorice sînt de forma (6.3) Componentele fluxului statoric conform (2.110) sînt

$$\begin{aligned}\psi_d &= L_d i_d + L_{AEh} i_E\\ \psi_q &= L_q i_q\end{aligned} \tag{6.22}$$

în care pe baza relaţiilor (2.107),

$$i_d = \frac{2}{3}\sqrt{2}I\left[\sin(\omega t - \varphi)\cos(\omega t + \beta_0) + \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right)\cdot\cos\left(\omega t + \beta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right)\cos\left(\omega t + \beta_0 - \frac{4\pi}{3}\right)\right] = -\sqrt{2}\,I\,\sin(\varphi + \beta_0)$$

$$i_q = -\frac{2}{3}\sqrt{2}I\left[\sin(\omega t - \varphi)\sin(\omega t + \beta_0) + \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right)\cdot\sin\left(\omega t + \beta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right)\sin\left(\omega t + \beta_0 - \frac{4\pi}{3}\right)\right] = -\sqrt{2}I\,\cos(\varphi + \beta_0) \tag{6.23}$$

Pentru a nu complica scrierea, în ecuaţiile (6.22), (6.23) şi în continuare, se elimină indicele „s" ataşat mărimilor din cele două axe (curenţi, fluxuri etc) aferente statorului.

Fluxul rezultant statoric în sistemul de axe rotoric este

$$\underline{\psi}_{sB} = \psi_d + j\psi_q$$

iar în sistemul de axe solidar cu statorul, avînd axa reală suprapusă axei fazei A, devine

$$\underline{\psi}_s = \underline{\psi}_{sB}\, e^{j\beta}$$

sau ţinînd cont de (6.22)

$$\underline{\psi}_s = (L_d i_d + L_{AEh} i_E)e^{j\beta} + jL_q i_q e^{j\beta} \tag{6.24}$$

Introducînd (6.24) în ecuaţia de tensiuni (6.2) după simplificări se obţin

$$\underline{U} = - R_s\underline{I} - j\omega L_d i_d e^{j\beta_0} - j\omega L_{AEh} i_E e^{j\beta_0} + \omega L_q i_q e^{j\beta_0} \tag{6.25}$$

sau ţinînd cont de (6.23)

$$\underline{U} = - R_s\underline{I} - j\omega L_d [- \sqrt{2}I \sin(\varphi + \beta_0)e^{j\beta_0}] - j\omega L_{AEh} i_E e^{j\beta_0} + \\ + \omega L_q [- \sqrt{2}I \cos(\varphi + \beta_0)e^{j\beta_0}] \tag{6.26}$$

Se reprezintă ca şi în cazul maşinii cu poli plini, fazorii $\underline{I}_E = i_E e^{j\beta_0}$, $\underline{U}_{eE} = - j\omega L_{AEh}\underline{I}_E$, $\underline{I} = \sqrt{2}Ie^{-j\left(\frac{\pi}{2}+\varphi\right)}$ şi direcţia fazorului $\underline{U} = - jU$ (fig. 6.5) şi se descompune fazorul $\underline{I}$ în două componente $\underline{I}_d$, $\underline{I}_q$ după direcţiile fazorilor $\underline{I}_E$, $\underline{U}_{eE}$.

Se obţine

$$\underline{I}_d = \sqrt{2}I \sin(\varphi + \beta_0)e^{j(\pi+\beta_0)} = - \sqrt{2}I \sin(\varphi + \beta_0)e^{j\beta_0} \tag{6.27}$$

$$\underline{I}_q = \sqrt{2}\, I \cos(\varphi + \beta_0)e^{j\left(\frac{3\pi}{2}+\beta_0\right)} = - j\sqrt{2}\, I \cos(\varphi + \beta_0)e^{j\beta_0}$$

Utilizînd valorile (6.27), ecuaţia de tensiuni (6.26) devine

$$\underline{U} = - R_s\underline{I} - j\omega L_d\underline{I}_d - j\omega L_q\underline{I}_q + \underline{U}_{eE} \tag{6.28}$$

în care

$$\underline{I} = \underline{I}_d + \underline{I}_q \tag{6.29}$$

Componentele $\underline{I}_d$, $\underline{I}_q$ date de (6.27) sînt respectiv *componentele longitudinale şi transversale* ale curentului statoric $\underline{I}$.

Diagrama fazorială din fig. 6.5 completată conform ecuaţiei (6.28), capătă forma din fig. 6.6. Şi pentru maşina cu poli aparenţi se observă că dacă

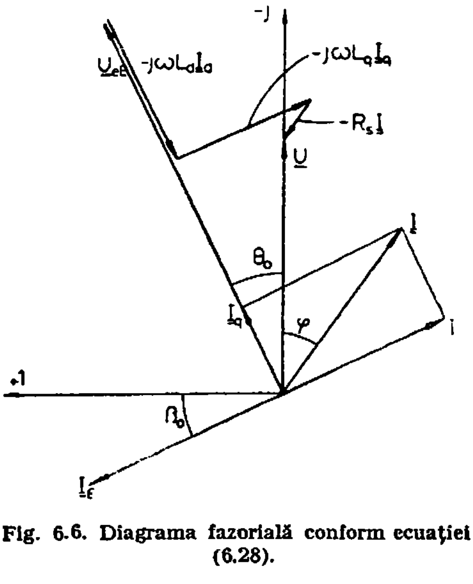


Fig. 6.6. Diagrama fazorială conform ecuaţiei (6.28).

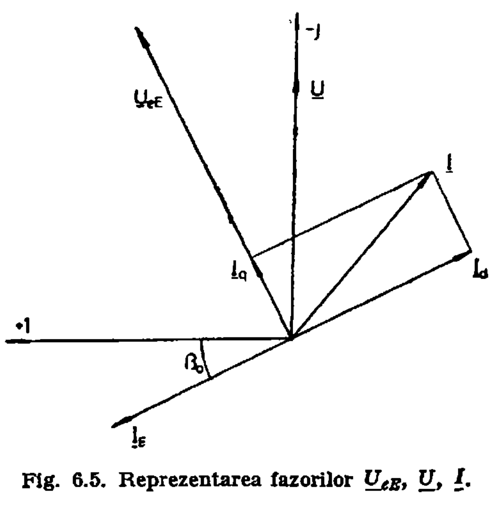


Fig. 6.5. Reprezentarea fazorilor $\underline{U}_{eE}$, $\underline{U}$, $\underline{I}$.

la $t = 0$ tensiunea pe faza A trece prin zero, unghiul β_0 coincide cu unghiul intern ϑ_0 al maşinii

În general, din diagrama fazorială rezultă

$$\underline{I}_E = ji_E \frac{\underline{U}}{U} e^{j\vartheta_0}, \quad \underline{I}_d = -\sqrt{2}I \sin(\varphi + \vartheta_0)^{j\vartheta_0}.$$

$$\underline{I}_q = -j\sqrt{2}I \cos(\varphi + \vartheta_0)e^{j\vartheta_0} \tag{6.30}$$

Se evidenţiază în (6.28) inductivităţile principale şi de dispersie şi se consideră că inductivităţile de dispersie după cele două axe, nu sînt dependente de asimetria magnetică ($L_{d\sigma} = L_{q\sigma} = L_{s\sigma}$). Se obţine

$$\underline{U} = -R_s\underline{I} - j\omega(L_{s\sigma} + L_{dh})\underline{I}_d - j\omega(L_{s\sigma} + L_{qh})\underline{I}_q - j\omega L_{AEh}\underline{I}_E \tag{6.31}$$

Notînd

$$X = \omega L_{s\sigma}, \quad X_{ad} = \omega L_{dh}, \quad X_{aq} = \omega L_{qh},$$

$$X_d = \omega L_d = X + X_{ad}, \quad X_q = \omega L_q = X + X_{aq}, \tag{6.32}$$

ecuaţia (6.31) devine

$$\underline{U} = -(R_s + jX)\underline{I} - jX_{ad}\underline{I}_d - jX_{aq}\underline{I}_q - jX_{ad}K_e\underline{I}_E \tag{6.33}$$

unde K_e este de forma (6.12) în care L_{AEh}, L_{AAh} sînt inductivităţile principale ale înfăşurărilor de excitaţie şi fazei A cînd axele acestora sînt suprapuse.

Reactanţa X este reactanţa de dispersie a unei înfăşurări de fază statorică. Reactanţele X_{ad}, X_d sînt respectiv *reactanţa principală ciclică* şi *reactanţa totală* ale unei înfăşurări de fază statorice, cînd axa cîmpului învîrtitor rezultant al maşinii, coincide cu axa d; aceeaşi semnificaţie au reactanţele X_{aq}, X_q şi corespund situaţiei cînd axa cîmpului rezultant coincide cu axa q.

La urmărirea proceselor din maşina cu poli aparenţi, cîmpul învîrtitor al curenţilor statorici poate fi considerat prin componentele sale după cele două axe de simetrie magnetică.

Componenta ce induce tensiunea electromotoare $-jX_{ad}\underline{I}_d$ se numeşte *componenta longitudinală a cîmpului de reacţie al indusului* şi pe această bază reactanţa X_{ad} se numeşte şi *reactanţa de reacţie longitudinală a indusului.*

Analog t.e.m. $-jX_{aq}\underline{I}_q$ este indusă de *componenta transversală a cîmpului de reacţie al indusului* şi reactanţa X_{aq} este *reactanţa de reacţie transversală a indusului.*

Ecuaţia (6.33) ţinînd cont şi de (6.29) şi (6.32) capătă şi forma

$$\underline{U} = -R_s\underline{I} - jX_d\underline{I}_d - jX_q\underline{I}_q + \underline{U}_{eE} \tag{6.34}$$

în (6.34) t.e.m. $-jX_d\underline{I}_d$ este indusă de cîmpul total al curenţilor statorici în axa d (sumă a cîmpului de dispersie din axa d şi a cîmpului longitudinal de reacţie) şi pe această bază reactanţa X_d se numeşte *reactanţa longitudinală sincronă a maşinii.* Analog X_q este *reactanţa transversală sincronă a maşinii.*

Notînd

$$\underline{Z}_d = R_s + jX_d, \qquad \underline{Z}_q = R_s + jX_q \tag{6.35}$$

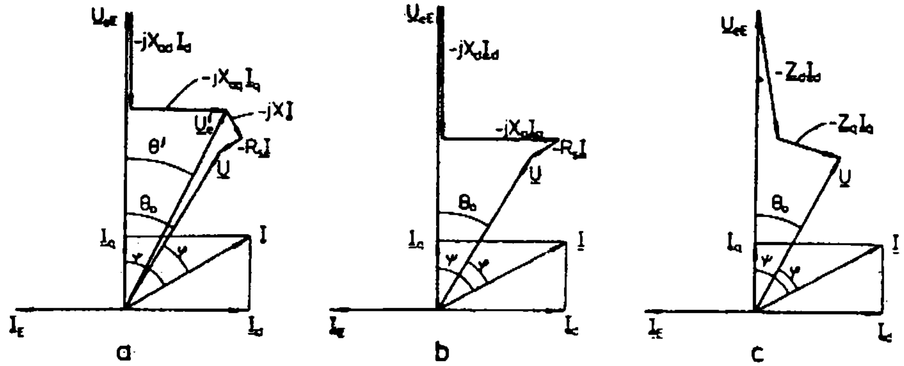


Fig. 6.7. Diagramele fazoriale ale mașinii sincrone.
a — cu introducerea reactanțelor de reacție sincrone din cele două axe și a reactanței de dispersie a statorului ; *b*, *c* — cu introducerea reactanțelor sincrone respectiv impedanțelor sincrone din cele două axe.

respectiv *impedanța sincronă longitudinală* și *impedanța sincronă transversală*, ecuația de tensiuni (6.34) obține și forma

$$\underline{U} = -\underline{Z}_d\underline{I}_d - \underline{Z}_q\underline{I}_q + \underline{U}_{eE} \qquad (6.36)$$

Diagramele fazoriale ale mașinii sincrone pentru funcționarea la sincronism cu sarcină simetrică, corespunzătoare ecuațiilor (6.33), (6.34), (6.36) sînt reprezentate respectiv în fig. 6.7, *a*, 6.7, *b*, 6.7, *c*.

În calcule și diagramele fazoriale din fig. 6.7 se evidențiază și unghiul $\psi = \varphi + \psi$ dintre $\underline{I}$, $\underline{U}_{eE}$. ψ variază în limitele $(-\pi/2, +\pi/2)$. La $\psi = 0$ sarcina este rezistivă, la $\psi = +\pi/2$ sarcina este inductivă, la $\psi = -\pi/2$, capacitivă.

Observație. Tensiunea electromotoare $\underline{U}'_e = \underline{U}_{eE} - jX_{ad}\underline{I}_d - jX_{aq}\underline{I}_q$ (fig. 6.7, *a*) este indusă de cîmpul rezultant învîrtitor din întrefierul mașinii (sumă a cîmpurilor inductor și de reacție longitudinală și transversală) iar t.e.m. $\underline{U}_{eE}$ este indusă de cîmpul de excitație.

În consecință, unghiul fazorilor $\underline{U}'_e$, $\underline{U}_{eE}$ este unghiul ϑ' precizat în (§ 6.1.2). Întrucît de regulă X, $R_s \ll X_{ad}$, X_{aq}, defazajul dintre $\underline{U}$, $\underline{U}'_e$ este mic și se poate considera $\vartheta_0 \cong \vartheta'$. Cum s-a arătat în § 6.1.2, unghiul ϑ', caracterizează mărimea și caracterul încărcării mașinii și din acest motiv unghiul ϑ_0 care se evidențiază de regulă, prezintă o importanță particulară în studiul comportării mașinii sincrone.

6.3. PROCESUL DE REACȚIE AL INDUSULUI

Cîmpul magnetic din întrefierul unei mașini sincrone funcționînd la sincronism cu sarcină simetrică, este condiționat de tipul mașinii (cu poli plini sau aparenți) și caracterul sarcinii. Variația componentei tangențiale a inducției magnetice în întrefier pe pasul polar, dacă se consideră pe baza convenției, doar armonicele fundamentale din curbele solenațiilor indusului și

inductorului, la $\delta \neq$ ct. conform § 4.2., este nesinusoidală. Se urmăreşte în cele ce urmează influenţa caracterului sarcinii la maşina cu poli aparenţi, funcţionînd ca generator.

— *Considerarea încărcării rezistive* ($\psi = 0$). Din diagrama din fig. 6.7, *a* se obţine $\underline{I} = \underline{I}_q(\underline{I}_d = 0)$ şi unda solenaţiei indusului ϑ_{a1} este rotită faţă de unda solenaţiei inductorului ϑ_{E1} cu $\pi/2$ (ca şi defazajul dintre $\underline{I}$, $\underline{I}_E$).

Pentru această poziţie a curbelor solenaţiilor, indusul poate fi înlocuit cu o spiră echivalentă, cu conductoarele 1,1′ în axele d_1, d_2 (fig. 6.8, *a*). Se observă că liniile cîmpului magnetic de reacţie al indusului, reprezentate întrerupt, se închid prin talpa polară, transversal faţă de liniile cîmpului magnetic inductor (reprezentate cu linii continue) şi pe această bază, reacţia de indus la $\psi = 0$, se numeşte *reacţia transversală a indusului*. La o margine a tălpii polare, cîmpul de reacţie se însumează cu cîmpul inductor şi se scade la cealaltă margine. În consecinţă, apare o deformare a curbei de repartiţie a inducţiei magnetice în întrefier faţă de mersul în gol, asemănătoare celei de la maşina de curent continuu funcţionînd în sarcină, cu periile în axa neutră. Dacă în zona unde liniile celor două cîmpuri se însumează apare saturaţia, deformarea este însoţită de o anume reducere a fluxului magnetic pe pol.

În fig. 6.8, *a* este reprezentată curba de variaţie a solenaţiei $\vartheta_{a_1} = \vartheta_{aq_1}$ de reacţie a indusului pentru înfăşurarea indusului considerată repartizată sinusoidal, de amplitudine pentru o maşină polifazată (rel. 2.49),

$$\theta_{aq1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} mNK_{B1}I_q \tag{6.37}$$

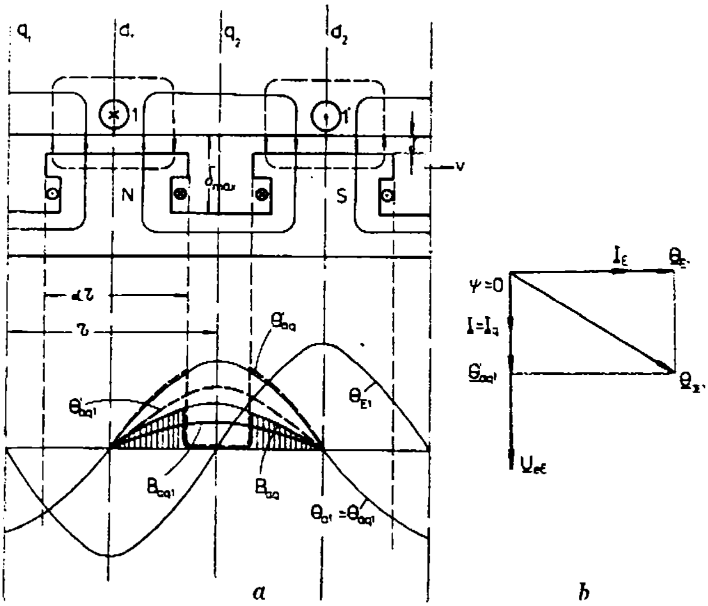


Fig. 6.8. Reacţia transversală a indusului.

a — armonicile fundamentale ale solenaţiilor, curba inducţiei magnetice a cîmpului de reacţie transversal şi armonica ei fundamentală de spaţiu ; *b* — diagrama de fazori.

Curba corespunzătoare de repartiţie a inducţiei magnetice în întrefier B_{aq}, se stabileşte în baza rel. (2.37) : sub talpa polară dacă δ = ct., inducţia urmează o lege sinusoidală şi scade în spaţiu interpolar, ca urmare a creşterii importante a întrefierului.

Aceeaşi repartiţie a cîmpului magnetic transversal de reacţie se obţine, dacă se consideră δ = ct pe pasul polar şi curba solenaţiei nesinusoidală, de forma ϑ'_{aq} reprezentată cu linie întreruptă în fig. 6.8, *a*. Armonica fundamentală ϑ'_{aq_1} a curbei solenaţiei ϑ'_{aq} condiţionează armonica fundamentală B'_{aq_1} a cîmpului de reacţie B_{aq}.

În consecinţă, dacă se raportează maşina reală cu poli aparenţi, la o maşină cu întrefier constant, cît cel din axa longitudinală, trebuie considerată ca amplitudine a armonicii fundamentale a curbei solenaţiei, expresia

$$\theta'_{aq_1} = C'_q \theta_{aq_1} \tag{6.38}$$

unde $C'_q < 1$, este funcţie de geometria maşinii.

În fig. 6.8, *b* este construită diagrama fazorială pentru cazul analizat. S-a notat prin $\underline{\theta}_{\Sigma_1}$ fazorul solenaţiei rezultante a maşinii.

În concluzie, prezenţa asimetriei magnetice face ca pentru un curent I_q dat în înfăşurarea indusului, solenaţia de reacţie şi cîmpul magnetic corespunzător, să apară micşorate la maşina cu poli aparenţi faţă de maşina cu poli plini în raportul $\theta'_{aq_1}/\theta_{aq_1}$, altfel spus, efectul reacţiei transversale a indusului apare mai slab pentru o sarcină dată, dacă maşina este prevăzută cu poli aparenţi, cu atît mai slab cu cît lăţimea $\alpha\tau$, ($\alpha < 1$) a tălpii polare, este mai mică.

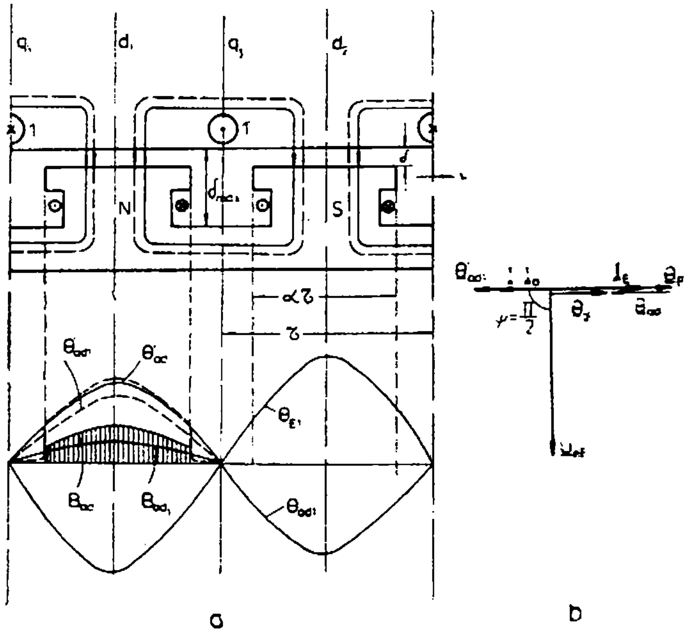


Fig. 6.9. Reacţia longitudinală demagnetizată a indusului.
a — armonicile fundamentale ale solenaţiilor, curba inducţiei magnetice a cîmpului de reacţie longitudinal şi armonica ei fundamentală de spaţiu ; *b* — diagrama de fazori.

— *Considerarea încărcării inductive* $\left(\psi = \frac{\pi}{2}\right)$. Din fig. 6.7, *a* rezultă $\underline{I} = \underline{I}_d$ ($\underline{I}_q = 0$) şi unda solenaţiei indusului $\vartheta_{a_1} = \vartheta_{ad_1}$; axele celor două cîmpuri, inductor şi de reacţie, apar rotite cu π (ca şi defazajul dintre $\underline{I}$, $\underline{I}_E$) adică cîmpurile sînt diferenţiale. Spira echivalentă ce reprezintă indusul, ocupă poziţia din fig. 6.9, *a*, cu conductoarele 1, 1' în axele transversale. Liniile cîmpului de reacţie reprezentate întrerupt se închid în lungul axei longitudinale şi din acest motiv, la $\varphi = \pi/2$, *reacţia de indus* se numeşte *longitudinală*.

Cum rezultă din fig. 6.9, *a* cîmpul de reacţie al indusului are un efect demagnetizant, cu atît mai pronunţat cu cît este mai mare sarcina inductivă a maşinii.

Dacă se consideră ca mai sus, un întrefier constant pe pasul polar, pentru asigurarea aceleiaşi curbe de variaţie pentru B_{ad}, curba de variaţie sinusoidală a solenaţiei de reacţie ϑ_{ad_1}, trebuie înlocuită prin curba nesinusoidală ϑ'_{ad} de armonică fundamentală

$$\theta'_{ad_1} = C'_d \theta_{ad_1} \tag{6.39}$$

unde

$$\theta_{ad_1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} mNK_{B_1} I_d \tag{6.40}$$

Corespunzător curbei sinusoidale ϑ'_{ad_1} se obţine armonica fundamentală a cîmpului magnetic de reacţie B_{ad_1} care interesează în primul rînd. Cum $C'_d < 1$, amplitudinea armonicii fundamentale a cîmpului magnetic de reacţie, rezultă mai mică pentru o aceeaşi sarcină la maşina cu poli aparenţi şi prin urmare efectul reacţiei longitudinale de indus, apare de asemenea mai slab la o astfel de maşină.

— *Considerarea încărcării capacitive* $\left(\psi = -\frac{\pi}{2}\right)$. Şi în acest caz se obţine $I = I_d$. Axele celor două cîmpuri devin suprapuse (ca şi fazorii $\underline{I}$, $\underline{I}_E$ fig. 6.10) şi *reacţia de indus* are tot un *caracter longitudinal* dar *magnetizant* (în fig. 6.10, se observă că solenaţia rezultantă $\underline{\theta}_{\Sigma_1}$ creşte cu sarcina). Cele arătate în legătură cu asimetria magnetică pe baza fig. 6.9, *a*, se păstrează şi prin urmare şi în cazul sarcinii capacitive, efectul cîmpului de reacţie apare diminuat la maşina cu poli aparenţi.

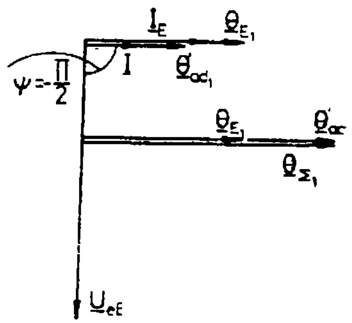


Fig. 6.10. Diagrama de fazori pentru reacţia longitudinală magnetizantă a indusului.

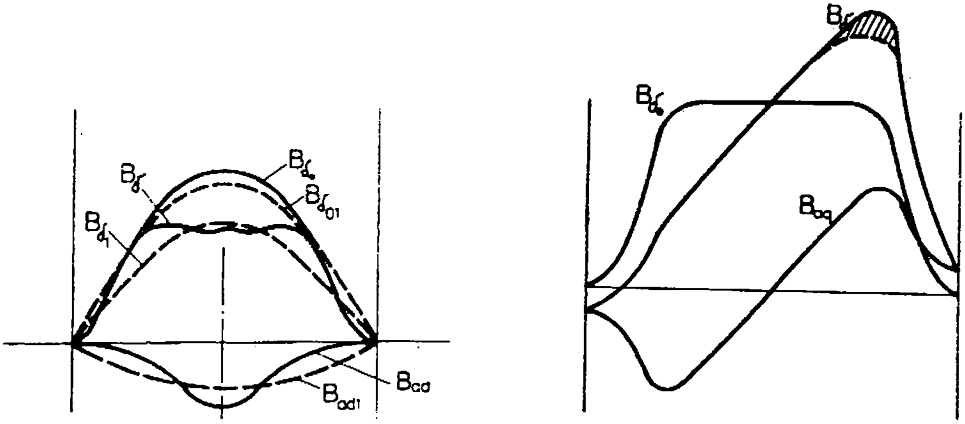


Fig. 6.11. *a*, *b* — cîmpurile magnetice de mers în gol, de reacție și rezultant pentru $\psi = \pi/2$ respectiv $\psi = 0$.

Măsura în care se reduce efectul reacției de indus comparativ cu mașina cu poli plini, depinde de valoarea coeficienților subunitari C'_d, C'_q. Dacă se separă armonicele fundamentale ale curbelor ϑ'_{ad}, ϑ'_{aq}, se constată cu ușurință că $C'_q < C'_d$ și scăderea reacției de indus este mai pronunțată în cazul sarcinii rezistive.

În fig. 6.11, *a* și 6.11, *b* s-au notat prin B_{δ_0}, B_{ad}, B_{aq}, B_δ, curbele de variație ale cîmpului magnetic la mersul în gol, cîmpului de reacție și cîmpului rezultant, reprezentate cu linie continuă respectiv pentru $\psi = \pi/2$, $\Psi = 0$. Se constată și din aceste reprezentări caracterul deformant și eventual demagnetizant, dacă intervine saturația (zona hașurată), al reacției transversale și demagnetizant al reacției longitudinale inductive.

— *În cazul general*, unghiul ψ poate lua orice valoare. Pentru urmărirea procesului de reacție al indusului, se descompune unda învîrtitoare a solenației în două componente ϑ_{ad_1}, ϑ_{aq_1} (una cu axa suprapusă axei *d* a mașinii, cealaltă axei *q*), de amplitudini θ_{ad_1}, θ_{aq_1} date de (6.40), (6.37), unde conform fig. 6.7, *a*, $I_d = I\cos\psi$, $I_q = I\sin\psi$. Pe această bază, problema s-a redus la situațiile analizate mai sus. Prin componenta longitudinală, cîmpul de reacție are direct un caracter magnetizant sau demagnetizant iar prin componenta transversală un efect de deplasare a axei cîmpului rezultant la mersul în sarcină, din poziția de la mersul în gol.

În fig. 6.12 este reprezentată diagrama fazorială pentru un ψ oarecare ; se observă că întrucît $C'_d \neq C'_q$, fazorii $\underline{\theta}'_{a_1}$ (unde $\underline{\theta}'_{a_1} = \underline{\theta}'_{ad_1} + \underline{\theta}'_{aq_1}$) și $\underline{I}$ nu se obțin suprapuși.

Pentru o pereche de valori I, ψ, la mașina cu poli aparenți, tensiunile electromotoare $\underline{U}_{ead} = -jX_{ad}\underline{I}_d$, $\underline{U}_{eaq} = -jX_{aq}\underline{I}_q$, condiționate de cîmpurile de reacție din cele două axe, apar reduse față de valorile corespunzătoare mașinii cu întrefier constant, în raportul solenațiilor $\theta'_{ad_1}/\theta_{ad_1} = C'_d$ respectiv $\theta'_{aq_1}/\theta_{aq_1} = C'_q$. Cum la mașina cu poli plini $\underline{U}_{ead} = -jX_{sa}\underline{I}_d$, $U_{eaq} = -jX_{sa}\underline{I}_q$ se obține

$$X_{ad} = C'_d X_{sa}, \quad X_{aq} = C'_q X_{sa}$$

sau ținînd cont de valorile C'_d, C'_q, $X_{sa} > X_{ad} > X_{aq}$.

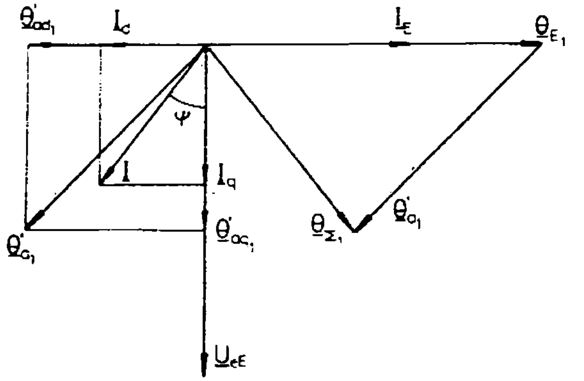


Fig. 6.12. Diagrama de fazori pentru reacţia de indus în cazul general.

Se obţine de asemenea $X_s > X_d > X_q$, încît creerea unei asimetrii magnetice pe seama creşterii întrefierului în zona axei transversale, este echivalentă cu reducerea reactanţelor sincrone ale maşinii.

În concluzie, reacţia de indus apare diferit la maşina cu poli plini faţă de maşina cu poli aparenţi[1]. Pentru o încărcare dată, efectul reacţiei de indus este mai pronunţat dacă maşina este prevăzută cu poli plini.

6.4. CUPLUL ELECTROMAGNETIC AL MAŞINII SINCRONE

Pentru calculul cuplului electromagnetic, se utilizează relaţia (2.112).

$$M = \frac{3}{2} p(\psi_d i_q - \psi_q i_d)$$

în care ψ_d, ψ_q sînt date de (6.22).

Introducînd pulsaţia ω, expresia cuplului electromagnetic devine

$$M = \frac{3}{2} \frac{p}{\omega} (\omega\psi_d i_q - \omega\psi_q i_d) \tag{6.41}$$

Din ecuaţiile (2.99) se obţine la neglijarea rezistenţei R_s şi considerarea sensurilor pozitive corespunzător sursei

$$u_d = \omega\psi_q, \qquad u_q = -\omega\psi_d \tag{6.42}$$

deoarece în regimul staţionar sincron analizat, $\frac{d\psi_d}{dt} = \frac{d\psi_q}{dt} = 0$ (curenţii i_d, i_q daţi de (6.23) sînt constanţi).

[1] A se vedea şi [6], [12], [19], [24 II].

Din (6.22) ţinînd cont şi de (6.32) se obţine

$$\begin{aligned} \omega\psi_d &= X_d i_d + U_{eE}\sqrt{2} \\ \omega\psi_q &= X_q i_q \end{aligned} \tag{6.43}$$

unde U_{eE} este valoarea efectivă a t.e.m. polare.

Fazorul reprezentativ al tensiunilor în sistemul de axe d, q solidar cu statorul, este de forma

$$\underline{u}_{sB} = u_d + ju_q = \underline{u}_s e^{-j\beta} \tag{6.44}$$

sau ţinînd cont de (6.4)

$$\underline{u}_{sB} = \sqrt{2}Ue^{j\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)}e^{-j(\omega t + \vartheta_0)} = \sqrt{2}Ue^{-j\left(\vartheta_0 + \frac{\pi}{2}\right)} \tag{6.45}$$

În consecinţă

$$u_d = -\sqrt{2}U \sin \vartheta_0, \qquad u_q = -\sqrt{2}U \cos \vartheta_0 \tag{6.46}$$

Înlocuind $\omega\psi_d$, $\omega\psi_q$ şi curenţii i_d, i_q din (6.41) în funcţie de tensiuni conform ecuaţiilor (6.42), (6.43), se obţine

$$M = \frac{3}{2} p \frac{1}{\omega}\left[-u_q \frac{u_d}{X_q} + u_d \frac{u_q + \sqrt{2}U_{eE}}{X_d}\right]$$

sau după calcule ţinînd cont de (6.46)

$$M = -\frac{3p}{\omega}\left[\frac{UU_{eE}\sin\vartheta_0}{X_d} + \frac{U^2}{2}\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)\sin 2\vartheta_0\right] \tag{6.47}$$

În cazul general al maşinii polifazate, se poate arăta [39], [40], că expresia pentru cuplu este de forma

$$M = -\frac{mp}{\omega}\left[\frac{UU_{eE}\sin\vartheta_0}{X_d} + \frac{U^2}{2}\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)\sin 2\vartheta_0\right] \tag{6.48}$$

unde m este numărul de faze.

Semnul (—) din (6.48) evidenţiază faptul că în regim de generator, cuplul electromagnetic este opus rotaţiei.

Caracteristica $M = f(\vartheta_0)$ pentru $I_E =$ ct. ($U_{eE} =$ ct.) este dată (fig. 6.13) de suma sinusoidelor

$$M' = \frac{pm}{\omega}\frac{U_{eE}U}{X_d}\sin\vartheta_0, \quad M'' = \frac{pm}{\omega}\frac{U^2}{2}\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)\sin 2\vartheta_0$$

La maşina cu poli plini $X_d = X_q$, $M'' = 0$ şi

$$M = M' = \frac{pm}{\omega}\frac{UU_{eE}}{X_d}\sin\vartheta_0 \tag{6.49}$$

Observăm din fig. 6.13 că la schimbarea de semn a lui ϑ_0, cuplul electromagnetic schimbă de asemenea de semn (maşina trece din motor în generator sau invers).

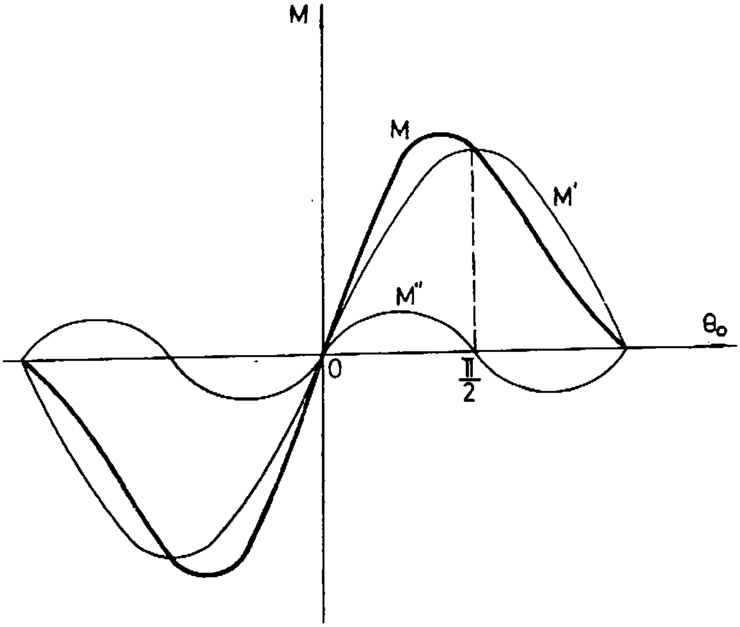


Fig. 6.13. Cuplul maşinii sincrone cu poli aparenţi

Pentru o valoare dată U = ct., componenta maximă M' este condiţionată de excitaţie iar componenta M'' de nivelul asimetriei magnetice. Discutarea alurei curbei $M = f(\vartheta_0)$ din fig. 6.13, care la altă scară, la neglijarea pierderilor, reprezintă şi puterea activă la bornele maşinii, se face în § 6.7.2.

6.5. LOCUL GEOMETRIC AL CURENTULUI MAŞINII SINCRONE

Se presupune maşina sincronă conectată la o reţea de tensiune şi frecvenţă constante şi excitată cu un curent I_E = ct. Curba descrisă în planul complex de vîrful fazorului $\underline{I}$ la modificarea lui ϑ_0, reprezintă locul geometric al curentului.

Introducînd în (6.34) $\underline{I} = \underline{I}_d + \underline{I}_q$ şi neglijînd rezistenţa R_s, se obţin

$$\underline{U} = -jX_d\underline{I} + j(X_d - X_q)\underline{I}_q + \underline{U}_{eE} \qquad (6.50)$$

Dacă în diagrama fazorială din fig. 6.7, *b* corespunzătoare ecuaţiei (6.34) se consideră $\underline{U} = U$ (adică se plasează fazorul $\underline{U}$ în axa reală), rezultă

$$\underline{U}_{eE} = U_{eE}e^{j\vartheta_0}, \qquad \underline{I}_q = I_q e^{j\vartheta_0} \qquad (6.51)$$

Avem, de asemenea, din diagrama fazorială la neglijarea lui R_s,

$$X_q I_q = U \sin \vartheta_0 \tag{6.52}$$

Ţinînd cont de relaţiile (6.51), (6.52), din (6.50) se obţine

$$\underline{I} = j\frac{U}{X_d} + \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right) U \sin \vartheta_0 e^{j\vartheta_0} - j\frac{U_{eE}}{X_d} e^{j\vartheta_0} = \underline{A} + B(\vartheta_0)e^{j\vartheta_0} + \underline{C}e^{j\vartheta_0} \tag{6.53}$$

În fig. 6.14 s-au reprezentat în axa imaginară segmentele $OA = U/X_d$, $OB = U/X_q$ şi s-a trasat cercul de diametru AB. Se duce prin B o direcţie rotită cu unghiul ϑ_0 ce taie cercul în C ; segmentul $AC = \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_e}\right) U \sin \vartheta_0 = B(\vartheta_0)$.

Fazorii $\underline{A} = j\frac{U}{X_d}$, $\underline{C} = -j\frac{U_{eE}}{X_d}$, sînt în axa imaginară.

Pentru o valoare a lui ϑ_0 efectuînd însumarea fazorilor corespunzător ecuaţiei (6.53), se obţine poziţia în planul complex a vîrfului D al curentului $\underline{I}$. La valorile $I_E(U_{eE})$ şi U constante, pentru altă valoare a lui ϑ_0, prin B se duce noua direcţie pe care începînd din punctul C, se plasează segmentul

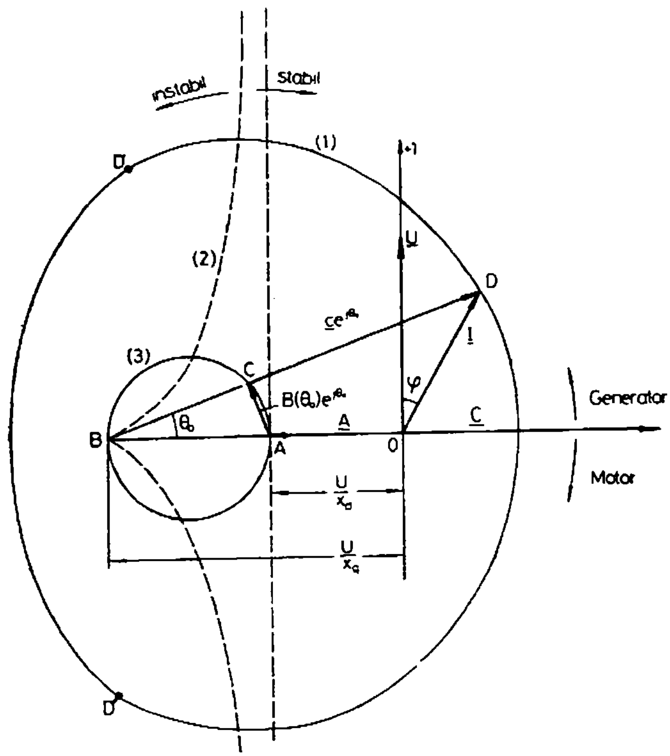


Fig. 6.14. Diagrama curentului maşinii sincrone cu poli aparenţi.

de lungime constantă $CD = U_{eE}/X_d$. În felul acesta, locul fazorului $\underline{I}$ se construieşte punct cu punct. Curba loc geometric (1) definită de ecuaţia (6.53), reprezintă *melcul lui Pascal*.

Diagrama fazorială reprezentată în fig. 6.14 este stabilită la asocierea sensurilor pozitive corespunzător sursei. Pentru punctele D obţinute în semiplanul I, regimul de funcţionare este de generator întrucît se obţin valori pozitive pentru puterea activă $P = mUI \cos \varphi$. Pentru punctele D plasate în semiplanul II, $P = mUI \cos \varphi < 0$, puterea activă a schimbat de semn şi zona corespunde funcţionării ca motor. La $\vartheta_0 = 0$ puterea activă este nulă, maşina sincronă se comportă la reţea ca o reactanţă.

Puterea activă maximă (la altă scară dacă se neglijează pierderile, cuplul electromagnetic) de care este capabilă maşina în regim de generator sau motor, corespunde ordonatelor maxime ale curbei (1). Curba (2) asimtotică la perpendiculara din A pe OA, reprezintă locul punctelor de ordonate maxime ale diverselor curbe (1). Funcţionarea maşinii ca motor sau generator, este stabilă cît timp la o creştere a lui ϑ_0 intervine o creştere a cuplului electromagnetic şi în consecinţă curbele (2), delimitează zona funcţionării stabile de cea instabilă. Pentru ϑ_0 astfel încît vîrful lui $\underline{I}$ este în D' sau D'', funcţionarea este instabilă (la o creştere în continuare a lui ϑ_0 cuplul electromagnetic scade, nu mai este îndeplinită condiţia de echilibru $M = M_{arbore}$ şi se pierde sincronismul).

Pe curba loc geometric (1) se poate urmări şi modul de variaţie al încărcării reactive a maşinii. Cît timp punctul D se plasează în stînga fazorului $\underline{U}$ (aşa cum este reprezentat în figură), maşina (indiferent de motor sau generator) debitează putere inductivă în reţea. Întrucît această situaţie este de dorit să se stabilească, înfăşurarea de excitaţie se dimensionează astfel, ca punctele D pentru funcţionarea normală să fie plasate la stînga direcţiei fazorului $\underline{U}$. Se observă că aceasta presupune o creştere a fazorului $\underline{C}$ şi prin urmare o creştere şi a posibilităţii de supraîncărcare fără pierderea sincronismului, a maşinii.

La curent de excitaţie nul, curba (1) se reduce la cercul (3), numit *cerc reactiv al maşinii*. Puterea activă la modificarea lui ϑ_0, este diferită de zero şi capătă valoarea maximă la $\vartheta_0 = \pi/4$. Cuplul electromagnetic corespunzător se numeşte *cuplul reactiv al maşinii sincrone*.

La maşina cu poli plini $X_d = X_q = X_s$ şi cercul reactiv se reduce la un punct. Se constată uşor că locul geometric (1) al curentului $\underline{I}$, trece în cercul de centru A şi rază U_{eE}/X_d. În fig. 6.15 s-au reprezentat cercurile (1), (1') corespunzătoare la doi curenţi constanţi de excitaţie I_{E_1}, I_{E_2} astfel că $I_{E_1} > I_{E_2}$.

Cele spuse pentru zonele de motor şi generator, se păstrează. Curba (2) ce limitează zona de stabilitate, se confundă cu perpendiculara în A pe OA. Se observă că în absenţa excitaţiei, maşina sincronă cu poli plini, nu este capabilă să dezvolte cuplu şi deci funcţionarea sincronă nu este posibilă.

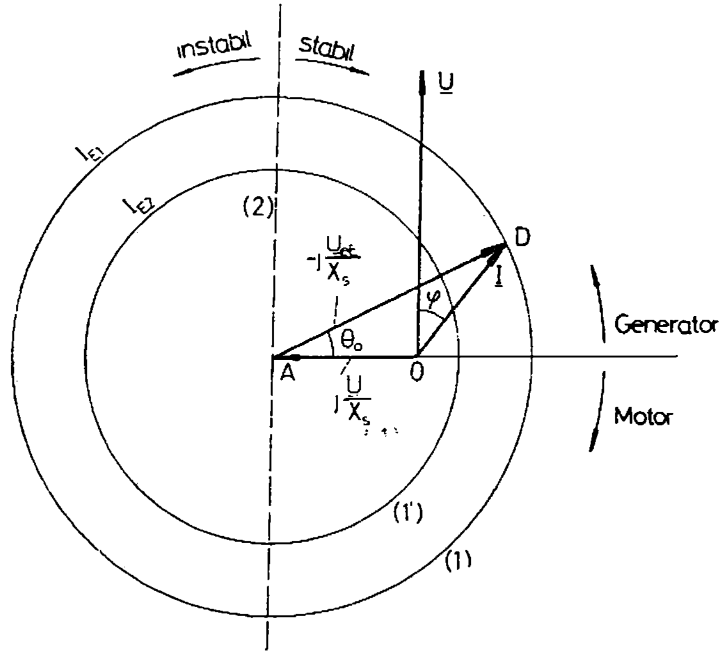


Fig. 6.15. Diagrama cercului mașinii sincrone cu poli plini.

Cele arătate referitor la locul fazorului $\underline{I}$, prezintă interes principial, întrucît se pot urmări în mod simplu, diversele încărcări active și reactive ce se stabilesc pe mașină, precum și limitele de stabilitate.

6.6. FUNCȚIONAREA ÎN PARALEL A GENERATOARELOR SINCRONE

Un generator sincron poate funcționa *autonom*, cînd alimentează singur un receptor, sau în *paralel* la o rețea electrică, la care în general sînt cuplate și alte generatoare sincrone.

6.6.1. CUPLAREA ÎN PARALEL A UNUI GENERATOR SINCRON LA O REȚEA EXTERIOARĂ

În vederea evitării apariției șocurilor mecanice și electrice, trebuie ca în momentul închiderii întreruptorului K, ce conectează generatorul la rețea (fig. 6.16, *a*, 6.17, *a*), tensiunile omoloage ale generatorului și rețelei, să fie egale, sinfazice și de aceeași frecvență. Condițiile enunțate cer ca stelele fazorilor tensiunilor rețelei și generatorului, să fie suprapuse. Verificarea acestor condiții se face cu becuri montate ca în fig. 6.16, *a* sau 6.17, *a*.

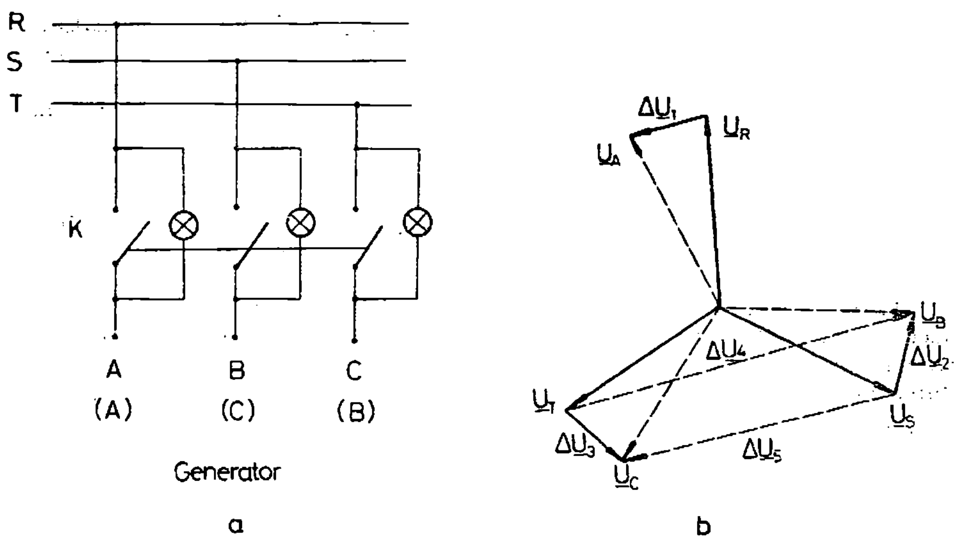


Fig. 6.16. *a* — conectarea unui generator sincron trifazat la reţea prin metoda becurilor stinse; *b* — stelele tensiunilor de fază ale generatorului şi reţelei şi tensiunile $\Delta \underline{U}_1$, $\Delta \underline{U}_2$, $\Delta \underline{U}_3$ aplicate becurilor la succesiune corectă.

Fie (fig. 6.16, *b*) la considerare aceleiaşi succesiuni, fazorii tensiunilor de fază ai reţelei şi generatorului. Tensiunile ΔU_1, ΔU_2, ΔU_3 ce se aplică becurilor montate ca în schema din fig. 6.16, *a* sînt egale şi becurile ard simultan cu aceeaşi luminozitate. Dacă frecvenţele tensiunilor generatorului şi reţelei sînt egale, în planul complex stelele tensiunilor au o poziţie relativă fixă şi luminozitatea becurilor se păstrează constantă, cu atît mai mare cu cît tensinile ΔU sînt mai mari. Dacă frecvenţele diferă dar tensiunile de fază sînt egale, cele două stele se rotesc relativ cu viteza unghiulară $|\omega_r - \omega_g|$ unde ω_r, ω_g, sînt pulsaţiile reţelei şi generatorului şi tensiunile ΔU variază între zero şi de două ori tensiunea de fază. La închiderea întreruptorului K, este de dorit ca tensiunile între bornele omoloage să fie nule şi deci toate becurile stinse. Cu cît frecvenţele sînt mai apropiate (cu cît luminozitatea becurilor se modifică mai încet), cu atît cuplarea se face în condiţii mai bune.

În momentele următoare conectării, în generator se dezvoltă un cuplu electromagnetic dinamic, ce modifică turaţia generatorului astfel ca să fie satisfăcută condiţia $\omega_r = \omega_g$. Dacă anterior închiderii lui K, ω_r şi ω_g diferă sensibil, chiar dacă momentul conectării a fost ales corect (cînd tensiunile ΔU sînt nule), în continuare se pot produce pendulări mecanice ale rotorului şi şocuri de curent, care să nu permită sincronizarea.

Pendulări mecanice apar şi la conectarea cu condiţia $\omega_r = \omega_g$ satisfăcută dar pentru tensiunile omoloage de fază defazate.

În cazul ideal cînd tensiunile ΔU sînt permanent nule, în momentele ulterioare închiderii întreruptorului K, nu se stabileşte nici un regim tranzitoriu între generator şi reţea.

Dacă nu este îndeplinită condiţia aceleiaşi succesiuni a fazelor, cuplarea în paralel nu este posibilă. Închiderea întreruptorului K este însoţită de stabilirea unor curenţi importanţi, mult mai mari decît cei nominali între

generator și rețea. Dacă pentru montajul din fig. 6.16, *a* este inversată succesiunea fazelor rețelei și generatorului (pentru exemplificare s-au inversat bornele *B*, *C*), tensiunile aplicate becurilor devin ΔU_1, ΔU_4, ΔU_5, luminozitatea becurilor este diferită și la $\omega_r \neq \omega_g$ se vor aprinde și stinge consecutiv. Pentru conectarea corectă în paralel, trebuiesc inversate două borne la generator și apoi asigurate celelalte condiții de cuplare

Egalitatea tensiunilor generatorului și rețelei, măsurate la voltmetre de ambele părți ale întreruptorului *K*, se asigură prin reglajul curentului de excitație al generatorului iar egalitatea frecvențelor, pe baza modificării turației motorului de antrenare al generatorului.

Dacă tensiunile omoloage sînt în momentul conectării sinfazice și de aceeași frecvență, mici diferențe între valorile lor, determină un proces tranzitoriu ce nu provoacă însă riscul pierderii sincronismului. În scurt timp după conectare, se stabilește între generator și rețea un curent permanent, în general de valoare redusă.

Dacă se urmărește obținerea condițiilor corecte de cuplare cu ajutorul schemei din fig. 6.17, *a* se vede că becurile sînt alimentate la tensiunile ΔU_1, ΔU_2, ΔU_3 diferite (fig. 6.17, *b*).

Cînd $\omega_r \neq \omega_g$ dar succesiunea fazelor este corectă, becurile se aprind și sting consecutiv. Pentru evitarea șocurilor de putere, este de dorit ca aprinderea și stingerea să fie cît mai lentă iar momentul conectării se alege cînd becul legat pe fazele omoloage (pe care se aplică tensiunea ΔU_1), este stins.

Dacă succesiunea fazelor este greșită pentru acest montaj de becuri (pentru exemplificare bornele *B*, *C* inversate), tensiunile aplicate becurilor devin $\Delta U_1 = \Delta U_4 = \Delta U_5$ și becurile se aprind și sting simultan. Ca mai sus, nu se urmărește îndeplinirea celorlalte condiții pînă ce nu este îndeplinită condiția de succesiune corectă a fazelor.

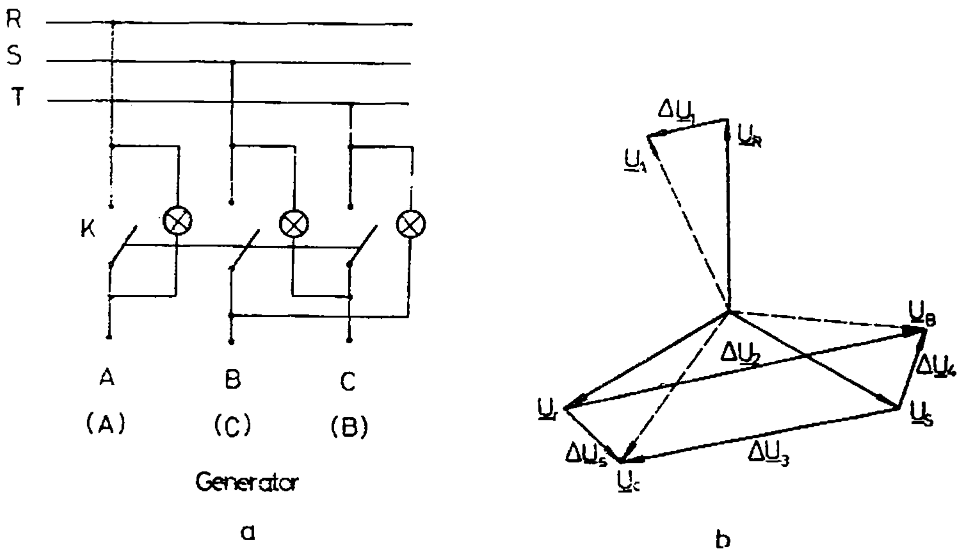


Fig. 6.17. *a* — conectarea unui generator sincron trifazat la rețea, la stingerea becului legat pe fazele omoloage ; *b* — stelele tensiunilor de fază ale generatorului și rețelei și tensiunile $\Delta \underline{U}_1$, $\Delta \underline{U}_2$, $\Delta \underline{U}_3$ aplicate becurilor la succesiune corectă.

6.6.2. ÎNCĂRCAREA MAŞINII SINCRONE CONECTATĂ LA REŢEA

Fie maşina sincronă, pentru simplificare cu poli plini, cuplată la reţea cu satisfacerea tuturor condiţiilor arătate în § 6.6.1. Curentul $\underline{I}$ dintre maşină şi reţea este nul încît $\underline{U}_{eE} = \underline{U}$ şi, de asemenea, $\vartheta_0 = 0$ (diagrama din fig. 6.18, *a*).

Dacă se creşte curentul de excitaţie I_E, creşte U_{eE} şi se stabileşte conform relaţiei (6.19) în care s-a neglijat rezistenţa R_s, curentul

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}_{eE} - \underline{U}}{jX_s}$$

defazat în urmă faţă de tensiunea reţelei (diagrama din fig. 6.18, *b*). Generatorul debitează putere inductivă în reţea.

Dacă faţă de situaţia de la mersul în gol ($\underline{I} = 0$) se scade excitaţia, curentul $\underline{I}$ ce se obţine rezultă defazat înaintea tensiunii $\underline{U}$ şi generatorul debitează putere capacitivă reţelei (diagrama fazorială din fig. 6.18, *c*). Indiferent de excitaţie se observă că puterea activă schimbată de generator cu reţeaua, rămîne neschimbată.

În cazul particular[1] al maşinii sincrone cuplate mecanic cu o altă maşină sincronă conectată la reţea, reglajul excitaţiei poate modifica larg încărcarea maşinii (a se vedea § 6.10.1).

Dacă pentru situaţia corespunzătoare diagramei fazoriale din fig. 6.18, *a* se urmăreşte creşterea turaţiei maşinii sincrone prin intermediul motorului de antrenare, fazorii $\underline{U}_{eE}$, $\underline{U}$ se defazează (şi anume $\underline{U}_{eE}$ înainte), rezultă $\underline{I} \neq \neq 0$ şi $\vartheta_0 \neq 0$. Diagrama fazorială corespunzătoare este reprezentată în fig. 6.19, *a*. Curentul $\underline{I}$ are o componentă activă sinfazică cu tensiunea $\underline{U}$ şi prin urmare maşina funcţionează ca generator de putere activă la reţea. Dacă reciproc, se urmăreşte scăderea turaţiei maşinii sincrone, t.e.m. $\underline{U}_{eE}$ apare defazată în urmă faţă de $\underline{U}$ (unghiul ϑ_0 şi-a schimbat semnul) şi diagrama fazorială devine cea din fig. 6.19, *b*. Se observă că maşina sincronă debitează

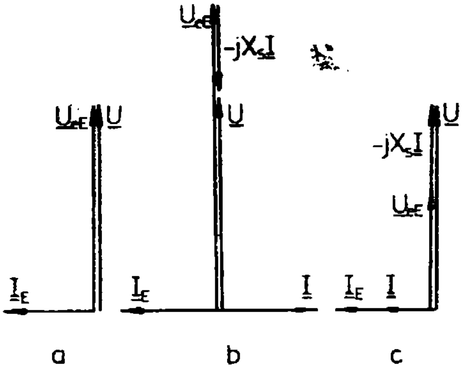


Fig. 6.18. *a*, *b*, *c* — variaţia încărcării reactive a unei maşinii sincrone.

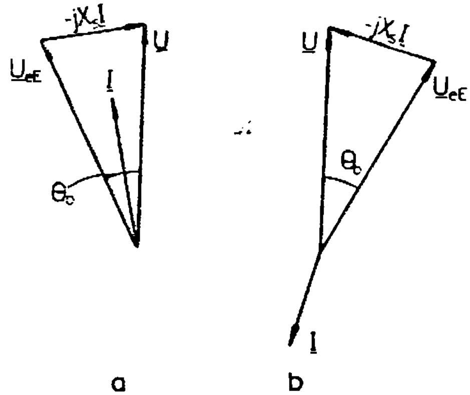


Fig. 6.19. *a*, *b* — variaţia încărcării active a unei maşini sincrone.

[1] A se vedea [34], [35].

o putere activă negativă (absoarbe putere activă din rețea), adică funcționează în regim de motor.

În concluzie. Dacă se modifică curentul de excitație fără a se schimba cuplul la arborele mașinii, se modifică încărcarea reactivă a mașinii. Dacă fără a se modifica curentul de excitație se schimbă cuplul la arborele mașinii sincrone, se modifică în principal încărcarea activă (din fig. 6.19, *a*, 6.19, *b*, se observă o anume modificare și a încărcării reactive).

Din cele prezentate rezultă că încărcările active și reactive se pot stabili după voie, acționînd asupra curentului de excitație și cuplului la arborele mașinii sincrone. Mașina sincronă poate fi trecută pe această cale în regim de generator sau motor, care debitează sau absoarbe putere reactivă din rețea. Indiferent de regimul de generator sau motor, excitația se dimensionează astfel, ca mașina sincronă să se comporte la rețea ca un generator de putere inductivă.

6.7. CURBELE CARACTERISTICE ALE GENERATORULUI SINCRON

Curbele caracteristice reprezintă legăturile dintre mărimile U, U_{eE}, I, I_E, φ, ce definesc comportarea mașinii sincrone în regim de generator.

6.7.1. CARACTERISTICILE GENERATORULUI AUTONOM

1. *Caracteristica de mers în gol* reprezintă relația $U_0 = f(I_E)$ pentru $n = ct$, ($f = ct.$), $I = 0$, unde U_0 este tensiunea la borne. Întrucît $I = 0$, se obține $U_0 = U_{eE}$. Dar t.e.m. U_{eE} este proporțională cu fluxul polar și prin urmare caracteristica $U_0 = f(I_E)$ reprezintă la altă scară caracteristica magnetică a mașinii. Cele spuse în legătură cu alura și modul de trasare al caracteristicii de gol în § 4.4.2 pentru mașina de curent continuu, rămîn valabile și în cazul mașinii sincrone. Curentul de excitație necesar obținerii pe caracteristica de mers în gol a punctului P (fig. 4.15), frecvența fiind cea nominală, se numește *curent nominal de excitație* I_{EN}.

2. *Caracteristica de scurtcircuit* reprezintă relația $I_{sc} = f(I_E)$ pentru $f = ct$, $U = 0$.

Dacă în diagrama din fig. 6.7, *b* se proiectează fazorii după direcțiile ortogonale ale lui $\underline{U}_{eE}$, $\underline{I}_E$ se obține

$$\begin{aligned} U_{eE} - X_d I_d - R_s I_q &= U \cos \vartheta_0 \\ X_q I_q - R_s I_d &= U \sin \vartheta_0 \end{aligned} \tag{6.54}$$

Dacă se introduce condiția $U = 0$ și se neglijează și rezistența R_s se obține

$$I_{qsc} = 0, \quad I_{sc} = I_{dsc} = \frac{U_{eE}}{X_d} \tag{6.55}$$

Diagrama fazorială corespunzătoare scurtcircuitului este reprezentată în fig. 6.20. T.e.m. $\underline{U}'_e$ indusă de cîmpul rezultant din întrefier la funcţionarea în scurtcircuit,

$$\underline{U}'_e = \underline{U}_{eE} - jX_{ad}\underline{I}_d = jX\underline{I} \tag{6.56}$$

rezultă de valoare redusă (cît să acopere căderea de tensiune pe reactanţa de dispersie a statorului), mult mai mică decît t.e.m. $\underline{U}_{eE}$ indusă de cîmpul de la mersul în gol.

Reacţia de indus are un caracter complect demagnetizant. Întrucît cîmpul magnetic din întrefier se reduce simţitor faţă de situaţia de la mersul în gol, la scurtcircuit maşina apare nesaturată pe calea cîmpului magnetic principal. Pe această bază se poate admite $X_d = ct.$ şi o relaţie lineară între U_{eE} şi I_E (caracteristica de gol considerată prin dreapta suprapusă porţiunii nesaturate).

Conform (6.55) relaţia $I_{sc} = f(I_E)$ reprezintă de asemenea o dreaptă pentru valori ale curentului de scurtcircuit ce intră în mod normal în consideraţie. La valori peste cele nominale, intervine la un moment dat saturaţia pe căile cîmpului de dispersie şi caracteristica de scurtcircuit se abate de la forma lineară.

Dacă pentru un curent de excitaţie I_E dat se cunoaşte t.e.m. U_{eE} şi curentul de scurtcircuit I_{sc} corespunzător, din (6.55) se poate determina experimental reactanţa longitudinală X_d. După cum U_{eE} se consideră pe caracteristica de gol reală sau linearizată, se obţine valoarea saturată sau nesaturată X_d.

Întrucît reacţia de indus are un caracter complect demagnetizant, scurtcircuitul staţionar la maşina sincronă nu este periculos; chiar pentru curentul nominal de excitaţie, curentul de scurtcircuit dat de (6.55) este de valori apropiate de cea nominală.

Din probele de mers în gol şi scurtcircuit, se poate stabili şi la maşina sincronă triunghiul de scurtcircuit. În fig. 6.21 prin (1), (2) s-au reprezentat caracteristicile de gol (linearizată) şi de scurtcircuit. Pentru producerea cîmpului rezultant de la scurtcircuit pentru un curent I_{sc} dat, trebuie indusă t.e.m. $U'_e = XI_{sc}$ ce necesită conform curbei (1) curentul de excitaţie I_{E1}.

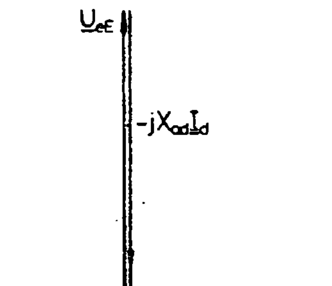


Fig. 6.20. Diagrama fazorială a maşinii sincrone în regim de scurtcircuit.

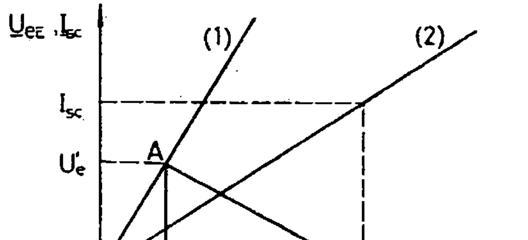


Fig. 6.21. Caracteristica de scurtcircuit şi triunghiul de scurtcircuit al maşinii sincrone.

La scurtcircuit reacţia de indus are caracter demagnetizant încît trebuie forţată excitaţia pentru stabilirea curentului I_{sc}. Din curba de scurtcircuit (2), pentru stabilirea acestui curent rezultă necesar curentul de excitaţie I_{E2}. Curentul $\Delta I_E = I_{E2} - I_{E1}$, reprezintă la scara curentului de excitaţie, măsura reacţiei longitudinale demagnetizante a indusului corespunzătoare lui I_{sc} (este curentul de excitaţie necesar compensării reacţiei longitudinale de indus). Triunghiul *ABC* cu laturile proporţionale cu curentul de scurtcircuit, se numeşte *triunghi de scurtcircuit* al maşinii sincrone şi are aplicaţii în teoria maşinii sincrone.

3. *Caracteristica în sarcină* reprezintă relaţia $U = f(I_E)$ *pentru* $f = ct.$, $I = ct.$, $\cos \varphi = ct.$ O importanţă particulară prezintă caracteristica în sarcină inductivă (pentru $\cos \varphi = 0$). Caracteristica de mers în gol reprezintă un caz particular ($I = ct = 0$), de caracteristică în sarcină.

În fig. 6.22 s-au reprezentat o serie de caracteristici corespunzătoare aceluiaşi curent $I = ct.$, pentru diverşi φ. Caracteristica în sarcină inductivă ($\varphi = \pi/2$) se plasează sub caracteristica de gol $U_{eE} = f(I_E)$, întrucît reacţia de indus are un caracter longitudinal demagnetizant, în timp ce caracteristica în sarcină capacitivă ($\varphi = -\pi/2$) pe o porţiune importantă se obţine deasupra caracteristicii de gol, urmare a efectului magnetizant al reacţiei de indus ; cînd receptorul este o rezistenţă ($\varphi = 0$), caracteristica ocupă o poziţie intermediară între curbele extreme ridicate pentru $\varphi = \pm\pi/2$, dar sub caracteristica de gol.

Indiferent de valoarea lui φ toate caracteristicile corespunzătoare aceluiaşi curent $I = ct.$, trec printr-un punct comun *A*, corespunzător scurtcircuitului.

4. *Caracteristica externă* reprezintă relaţia $U = f(I)$ *pentru* $I_E = ct.$, $f = ct.$, $\cos \varphi = ct.$ Fie un generator sincron debitînd pe un receptor inductiv ($\varphi = \pi/2$), excitat astfel încît sînt stabilite valorile nominale U_N, I_N ale tensiunii şi curentului statoric. La scăderea curentului debitat, se reduce şi reacţia demagnetizantă a indusului. Cîmpul rezultant în întrefier creşte şi determină o creştere corespunzătoare a t.e.m. U_e' şi implicit a tensiunii

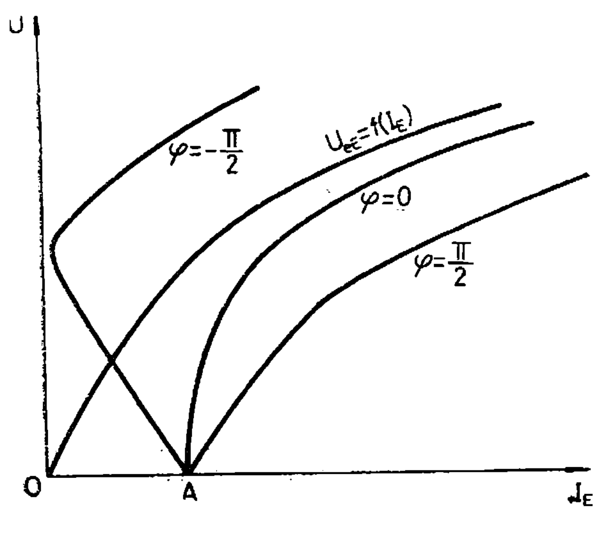


Fig. 6.22. Caracteristicile în sarcină ale generatorului sincron.

la borne U apropiată de U'_e. Dacă maşina este excitată astfel încît sînt asigurate valorile U_N, I_N pentru un receptor capacitiv ($\varphi = -\pi/2$), întrucît reacţia de indus este magnetizantă, la scăderea sarcinii asistăm la o reducere a cîmpului rezultant în întrefier şi ca mai sus a tensiunii U la borne. În fig. 6.23 este reprezentată alura caracteristicilor externe corespunzătoare lui $\varphi = \pm\pi/2$.

Dacă generatorul debitează peste o rezistenţă, întrucît (fig. 6.7, *b*) unghiul $\psi \neq 0$, apar ambele componente I_d, I_q ale curentului I. Cum reactanţele maşinii au caracter inductiv, curentul longitudinal este demagnetizant. El reprezintă doar o cotă parte din curentul total debitat, efectul demagnetizant este mai slab decît în cazul sarcinii pur inductive şi în consecinţă, creşterea tensiunii de la sarcină la mersul în gol este mai puţin însemnată (curba corespunzătoare lui $\varphi = 0$ din fig. 6.23, se plasează sub curba trasată pentru $\varphi = \pi/2$).

Pentru alte valori ale defazajului φ, caracteristicile externe sînt dispuse între curbele extreme corespunzătoare lui $\varphi = \pm\pi/2$.

5. *Caracteristica de reglare* reprezintă relaţia $I = f(I_E)$ *pentru* $U = ct.$, $f = ct.$, $\cos\varphi = ct.$ Fie I_{E0} curentul de excitaţie pentru care la bornele generatorului funcţionînd la mersul în gol, tensiunea este de o valoare U dată. În fig. 6.24 s-au reprezentat caracteristicile la $U = $ ct. pentru diverşi φ.

Dacă receptorul este inductiv ($\varphi = \pi/2$), la încărcarea generatorului, apare reacţia longitudinală demagnetizantă şi t.e.m. U'_e şi implicit tensiunea U se reduc. Cum trebuie asigurată condiţia $U = $ ct., rezultă că simultan cu creşterea lui I trebuie crescut şi curentul de excitaţie. Dacă receptorul este capacitiv ($\varphi = -\pi/2$), reacţia de indus este magnetizantă şi pentru păstrarea constantă a tensiunii la borne, curentul de excitaţie trebuie reglat în sens contrar.

Pentru valorile unghiului φ în intervalul $(-\pi/2), +\pi/2)$, curbele de variaţie se plasează între caracteristicile extreme discutate.

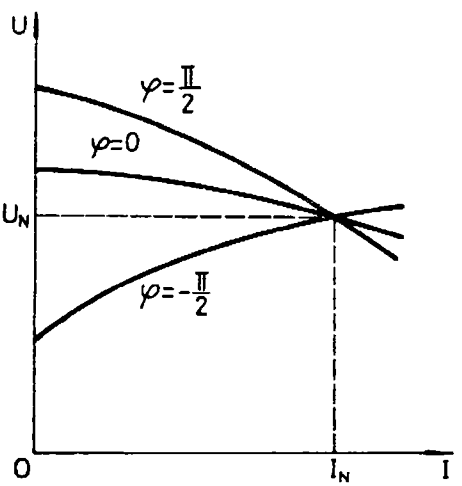


Fig. 6.23. Caracteristicile externe ale generatorului sincron.

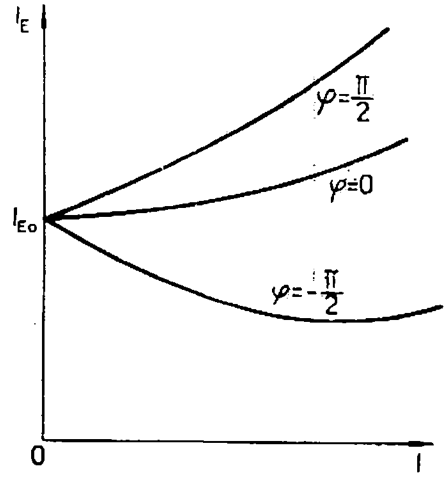


Fig. 6.24. Caracteristicile de reglare ale generatorului sincron.

6.7.2. CARACTERISTICILE GENERATORULUI CONECTAT LA REȚEA

6. *Caracteristica unghiulară* $P = f(\vartheta_0)$ pentru $U = ct.$, $f = ct.$, $I_E = ct.$ Dacă se neglijează pierderile, conform (6.48)

$$P = mUI\cos\varphi \cong M\frac{\omega}{p} = m\frac{UU_{eE}}{X_d}\sin\vartheta_0 + \frac{mU^2}{2}\,\frac{X_d - X_q}{X_dX_q}\sin 2\vartheta_0 \qquad (6.57)$$

Pentru mașinile cu poli plini $X_d = X_q = X_s$ și

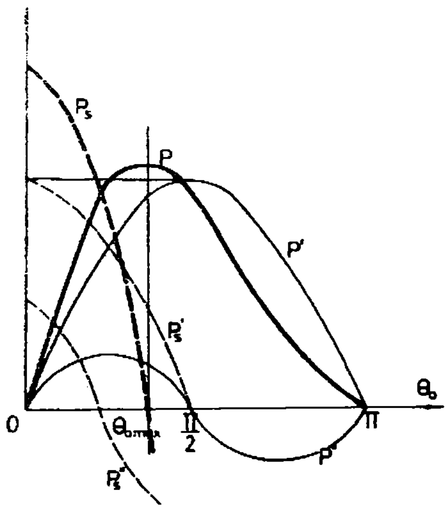
$$P \cong m\frac{U_eU_E}{X_s}\sin\vartheta_0 \qquad (6.58)$$

Caracteristicile unghiulare definite de ecuațiile (6.57), (6.58) sînt reprezentate în fig. 6.25, *a*, 6.25, *b*. Caracteristica unghiulară pentru mașina cu poli aparenți este dată de însumarea sinusoidelor

$$P' = m\frac{UU_{eE}}{X_d}\sin\vartheta_0, \qquad P'' = \frac{mU^2}{2}\,\frac{X_d - X_q}{X_dX_q}\sin 2\vartheta_0$$

Amplitudinea curbei P' este condiționată de excitație, amplitudinea curbei P'' de asimetria magnetică după cele două axe.

Întrucît la neglijarea pierderilor $P \equiv M$ (rel. 6.57), curbele din fig. 6.25 reprezintă la altă scară cuplul electromagnetic al generatorului. Un generator sincron funcționează stabil, cînd la o creștere a lui ϑ_0 provocată de creșterea admisiei la mașina de antrenare, crește corespunzător și cuplul elec-



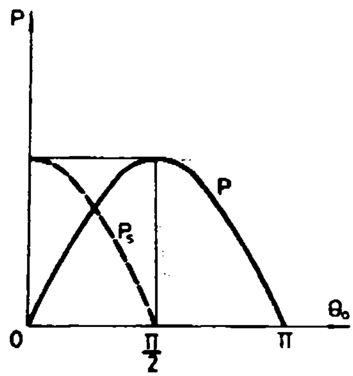


Fig. 6.25. Caracteristica unghiulară $P = f(\vartheta_0)$ a unui generator sincron. *a* — cu poli aparenți ; *b* — cu poli plini.

tromagnetic de frînare (la altă scară puterea activă debitată). Cu excitaţia, creşte amplitudinea curbei $P = f(\vartheta_0)$ şi posibilitatea generatorului sincron de a-şi păstra sincronismul la creşterea cuplului activ la arbore. De obicei, maşina se excită astfel, încît pentru puterea activă nominală, unghiul ϑ_0 să nu depăşească 20°—30°.

Stabilitatea statică reprezintă capacitatea generatorului sincron de a funcţiona stabil în alt punct de funcţionare pe caracteristica $P = f(\vartheta_0)$, cînd cuplul la arbore variază lent. O măsură a stabilităţii statice este *puterea sincronizantă* P_s dată de relaţiile

$$P_s = \frac{dP}{d\vartheta_0} = m\frac{UU_{ek}}{X_d}\cos\vartheta_0 + mU^2\frac{X_d - X_q}{X_dX_q}\cos 2\vartheta_0, \quad P_s = m\frac{UU_{eE}}{X_s}\cos\vartheta_0 \tag{6.59}$$

pentru maşina cu poli aparenţi, respectiv cu poli plini. În fig. 6.25 s-au trasat cu linii întrerupte curbele P_s. Se observă că puterea sincronizantă este maximă la $\vartheta_0 = 0$ şi nulă la ϑ_{0max} corespunzător lui P_{max}.

Maşina sincronă funcţionează stabil pentru $0 < \vartheta_0 < \vartheta_{0max}$, cu atît mai stabil cu cît ϑ_0 este mai mic decît ϑ_{0max}. La ϑ_{0max} o mică creştere a unghiului intern, determină o scădere a puterii P (a cuplului electromagnetic M), nu mai poate fi satisfăcută condiţia $M = M_{arb}$ şi maşina pierde sincronismul. *Maşina sincronă are o stabilitate statică cu atît mai mare, cu cît puterea sincronizantă este mai importantă.*

Maşina sincronă poate fi însă încărcată şi brusc de la sarcina P_1 la P_2 (fig. 6.26). Cum ϑ_0 nu se poate modifica prin salt, apare un cuplu dinamic $\frac{p}{\omega}(P_2 - P_1)$ ce determină o creştere a turaţiei rotorului. Corespunzător, unghiul electric ϑ_0 dintre axa rotorului şi axa cîmpului învîrtitor (ce roteşte cu o turaţie rigidă sincronă $n_1 = f/p$) creşte, puterea P (şi cuplul M) dezvoltată de generator creşte de asemenea, şi în punctul 2 cuplul dinamic devine nul. Întrucît turaţia rotorului este superioară turaţiei sincrone, unghiul ϑ_0 creşte în continuare. Cuplul dinamic schimbă de semn şi determină o frînare a rotorului ce atinge turaţia sincronă în 3. Dacă în acest punct de funcţionare, $M > M_{arb}$, generatorul frînează şi caracteristica unghiulară este parcursă în sens opus. După cîteva oscilaţii în jurul punctului 2 de ampli-

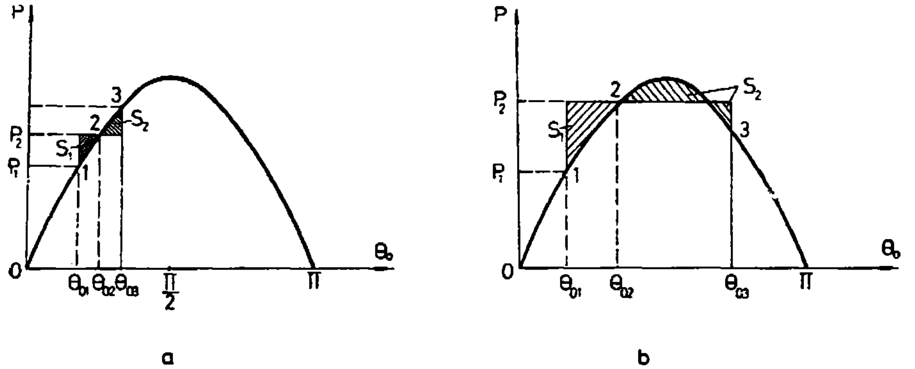


Fig. 6.26. Explicativă la studiul comportării maşinii sincrone încărcată brusc;
a — **maşina păstrează sincronismul ;** *b* — **maşina trece în asincron.**

tudini amortizate, funcţionarea se stabilizează la noua valoare ϑ_{02} a unghiului intern, pentru care $M = M_{arb}$.

Ariile S_1 şi S_2 reprezentate haşurat în figură, sînt o măsură a energiei cinetice acceleratoare respectiv deceleratoare a rotorului. Întrucît în 3 se obţine din nou turaţia sincronă, cele două arii trebuie să fie egale. Pentru o valoare dată a saltului de putere la arbore, aria S_1 este precizată. Se poate construi prin urmare aria S_2 şi stabili unghiul maxim ϑ_{03}. Dacă în punctul 3 obţinut, $M > M_{arb}$ se revine la o funcţionare stabilă, altfel maşina este accelerată în continuare şi se pierde sincronismul. Cu cît amplitudinea şocului de putere este mai mare, cu atît posibilitatea de păstrare a sincronismului este mai mică. În figura 6.26, *b* este indicată o încărcare bruscă, pentru care funcţionarea sincronă nu este posibilă.

Se înţelege prin *stabilitate dinamică* a unei maşini sincrone, capacitatea maşinii de a prelua şocul de sarcină, astfel ca în final să nu se producă pierderea sincronismului. Ea se apreciază pe baza trasării suprafeţelor S_1, S_2. Dacă ordonata punctului obţinut 3 este mai mare decît ordonata lui 2, funcţionarea este stabilă, altfel instabilă.

O măsură eficientă de mărire a stabilităţii dinamice a unei maşini sincrone, este *forţarea excitaţiei* la apariţia şocului de sarcină, ce determină o creştere a amplitudinii caracteristicii $P = f(\vartheta_0)$.

Comparînd curbele din fig. 6.25 se trage concluzia că maşina cu poli aparenţi este caracterizată prin stabilitate statică şi dinamică, superioare maşinii cu poli plini.

7. *Caracteristica în V*, $I = f(I_E)$ pentru $U = ct.$, $f = ct.$, $P = ct.$ Pentru simplificare se consideră maşina cu poli plini, căreia îi corespunde diagrama fazorială din fig. 6.27.

Condiţia de $P = ct.$, impune componenta activă a curentului debitat $I_a = ct.$ şi locul vîrfului $\underline{I}$ la variaţia lui I_E (U_{eE}) este dreapta (Δ). În diagramă, maşina este supraexcitată şi debitează putere inductivă în reţea. Dacă începe să se scadă curentul de excitaţie, curentul $\underline{I}$ scade către valoarea minimă $\underline{I}_a$ cînd generatorul funcţionează faţă de reţea la $\cos\varphi = 1$; scăzînd în continuare excitaţia (subexcitînd maşina), curentul $\underline{I}$ creşte din nou şi $\cos\varphi$ devine capacitiv.

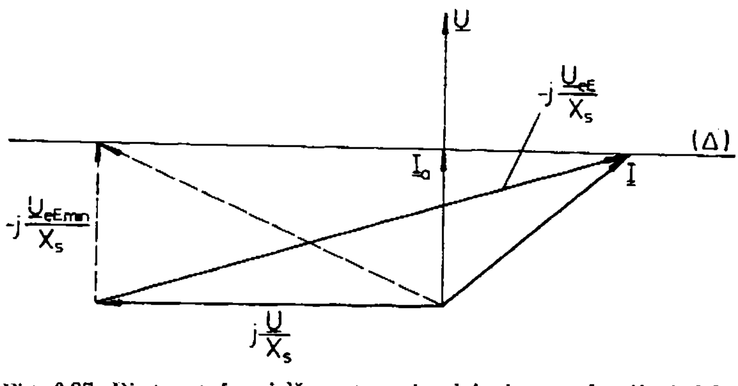


Fig. 6.27. Diagrama fazorială a generatorului sincron funcţionînd la $U =$ ct, $f =$ ct, $P =$ ct.

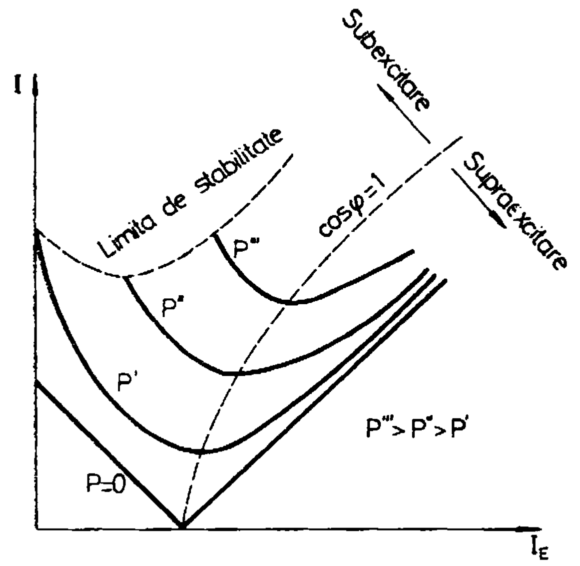


Fig. 6.28. Curbele în V ale maşinii sincrone pentru diverse valori $P =$ ct.

Pentru o putere P dată, este necesar ca excitaţia să nu scadă sub o anumită valoare minimă. În figură s-a reprezentat cu linie întreruptă şi valoarea minimă U_{eEmin} sub care funcţionarea sincronă nu mai este posibilă pentru puterea considerată. Curba $I = f(I_E)$ ce se obţine, este de forma unui V.

Pentru altă valoare a puterii $P =$ ct. mai mare, dreapta (Δ) se deplasează astfel ca I_a să crească. Curentul de excitaţie necesar stabilirii noului I_a este de asemenea mai mare şi vîrful curbei în V în sistemul de axe (I_E, I) se deplasează în sus şi spre dreapta.

În fig. 6.28 sînt reprezentate caracteristicile $I = f(I_E)$ pentru diverse puteri P. Curba reprezentată întrerupt ce uneşte vîrfurile curbelor în V, separă din punctul de vedere al încărcării reactive, zona funcţionării ca generator inductiv, de cea de generator capacitiv (de receptor inductiv). Curba reprezentată întrerupt în zona funcţionării capacitive, indică limitele pînă la care poate fi scăzută excitaţia pentru diverse puteri $P =$ ct., astfel ca funcţionarea sincronă să fie posibilă.

6.8. MOTORUL SINCRON

Maşina sincronă este reversibilă şi în raport cu caracterul cuplului de la arbore, poate funcţiona ca generator sau motor. Pentru o maşină conectată la reţea la mersul în gol ideal (diagrama fazorială din fig. 6.18, a) unghiul intern ϑ_0 este nul şi de asemenea cuplul electromagnetic $M = 0$. Dacă la arbore se aplică un cuplu rezistent, axa rotorului are tendinţa să rămînă în urmă axei cîmpului învîrtitor rezultant al maşinii şi se stabileşte un unghi

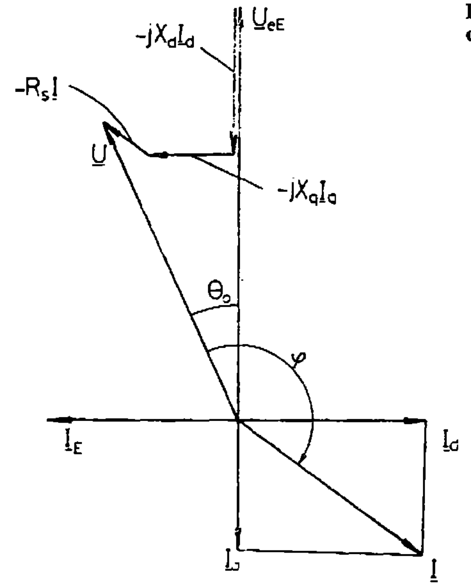
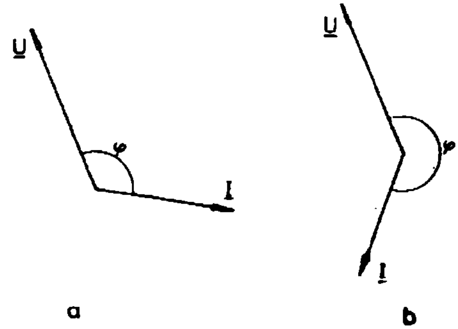


Fig. 6.29. Diagrama fazorială a motorului sincron, la asocierea sensurilor pozitive corespunzător sursei.

Fig. 6.30. *a, b* — defazajele dintre $\underline{U}$, $\underline{I}$ la o mașină funcționînd ca motor supraexcitat respectiv subexcitat.



ϑ_0 de semn contrar celui de la funcționarea ca generator (unde axa rotorului este rotită înaintea axei cîmpului rezultant). Corespunzător și cuplul electromagnetic dat de (6.48) rezistent în cazul generatorului, schimbă de semn și devine un cuplu activ. Această rămînere în urmă a rotorului, continuă pînă ce se stabilește echilibrul $M = M_{arb}$.

Dacă se păstreze asocierea sensurilor pozitive de la generator, diagrama fazorială a motorului sincron are forma din fig. 6.29. Puterea activă debitată $mUI \cos \varphi < 0$, adică mașina absoarbe putere activă din rețea; față de diagrama generatorului sincron din fig, 6.6, se constată că într-adevăr unghiul ϑ_0 a schimbat de semn (fazorul $\underline{U}_{eE}$ apare rotit în urma lui $\underline{U}$).

Indiferent de regimul de motor sau generator, caracterul puterii reactive schimbată de mașina cu rețeaua, este condiționat de mărimea excitației și anume mașina debitează putere inductivă în rețea la supraexcitare și putere capacitivă la subexcitare. În fig. 6.30, *a*, 6.30, *b*, sînt date defazajele dintre $\underline{U}$, $\underline{I}$ pentru o mașină funcționînd ca motor supraexcitat respectiv subexcitat.

Tot ce s-a spus despre stabilitatea statică și dinamică la funcționarea ca generator, se păstrează valabil și pentru funcționarea ca motor. Un motor sincron funcționează cu atît mai stabil atît la încărcări lente cît și la șocuri de sarcină, cu cît este mai puternic excitat.

Supraexcitarea motorului sincron apare ca necesară și din punctul de vedere al puterii reactive. În sistemele energetice, în punctele consumatoare importante de putere reactivă, se conectează mașini sincrone supraexcitate, funcționînd ca motor la mersul în gol. Întrucît puterea activă cerută din rețea este redusă (cît să acopere pierderile), motorul sincron se comportă față de rețea

practic ca un generator de putere inductivă, descărcînd pe această bază centralele electrice şi liniile de transport de energie către punctele consumatoare, de puterea reactivă necesară. Acest regim limită de funcţionare a motorului sincron, este *regimul de compensator sincron.*

Diagrama fazorială a compensatorului sincron la neglijarea pierderilor, este cea din fig. 6.18, *b*, iar curentul schimbat cu reţeaua este $\underline{I} = \frac{\underline{U}_{eE} - \underline{U}}{jX_d}$. Se observă că dacă tensiunea $\underline{U}$ se reduce, creşte curentul inductiv debitat $\underline{I}$, contribuţia magnetizantă a compensatorului creşte şi pe această bază reducerea tensiunii reţelei este limitată. În sens invers se petrec lucrurile dacă tensiunea creşte. Prin urmare pe lîngă rolul de generator de putere reactivă, compensatorul sincron îndeplineşte şi funcţia preţioasă de stabilizator automat al tensiunii reţelei.

Faţă de un motor sincron obişnuit ce preia şi o încărcare activă, arborele compensatorului sincron apare subdimensionat, în schimb înfăşurarea de excitaţie este mai voluminoasă. De asemenea întrefierul se adoptă mai mare comparativ cu o maşină sincronă normală.

Faţă de motorul de inducţie, pe lîngă posibilitatea funcţionării cu un cos φ variabil faţă de reţea, motorul sincron are şi avantajul schimbării în mai mică măsură a cuplului electromagnetic maxim de care este capabil, cu tensiunea reţelei (aproximativ proporţional cu tensiunea).

Dezavantajele sînt legate de posibilităţile reduse de reglare a turaţiei (prin variaţia numărului de poli sau prin alimentarea cu o tensiune de frecvenţă reglabilă), de existenţa oscilaţiilor pendulare ale rotorului la şocuri brusce de sarcină, care în condiţii determinate se pot amplifica şi scoate maşina din sincronism, precum şi de dificultăţile de aducere în turaţie. Ultimele două dezavantaje sînt cu atît mai greu de depăşit, cu cît reţeaua este de putere mai mică. În această împrejurare, oscilaţiile mecanice ale rotorului, ce se traduc prin oscilaţii mari ale puterii electrice la borne, determină variaţia tensiunii reţelei în amplitudine şi frecvenţă, care în condiţii determinate (de rezonanţă), provoacă creşterea în continuare a oscilaţiilor rotorului pînă la pierderea sincronismului. De asemenea, variaţie importantă a amplitudinii tensiunii reţelei, are efecte nefavorabile asupra tuturor maşinilor conectate la barele respective. Şi alte generatoare sincrone ce funcţionează în paralel la reţeaua considerată, pot intra ca urmare în oscilaţie şi pierde sincronismul, astfel că prin amplificarea procesului, tensiunea reţelei poate să cadă la zero. Acest dezavantaj major, este sensibil redus în reţelele puternice, pentru care şocurile de putere determinate de procesul de pornire sau de funcţionare la cuplu variabil al unui motor sincron, chiar de putere mare, nu apar periculoase.

6.8.1. PORNIREA MOTORULUI SINCRON

Potrivit principiului de funcţionare, maşina sincronă determină un cuplu electromagnetic mediu diferit de zero, doar la turaţia sincronă şi din acest motiv procesul de pornire este dificil.

6.8.1.1. PORNIREA CU UN MOTOR DE ANTRENARE

Conform acestei metode, mașina sincronă este adusă la turația sincronă cu un motor auxiliar și conectată la rețea după îndeplinirea tuturor condițiilor de cuplare indicate pentru generatoare. Conectarea se face în acest caz fără șocuri de sarcină. Ca motor de antrenare poate servi un motor de curent continuu sau de inducție cu inele (pentru posibilitatea reglajului fin al vitezei), de turație superioară celei a mașinii sincrone.

Dacă cuplu rezistent la arbore în procesul de pornire este nul, mașina auxiliară este de putere redusă (cît să acopere pierderile din sistem) și poate servi ca motor de antrenare mașina excitatoare cuplată pe arbore, altfel mașina auxiliară trebuie să fie de putere apropiată sau egală cu cea a motorului sincron.

6.8.1.2. PORNIREA CU FRECVENȚĂ REGLABILĂ

Potrivit acestei metode, motorul sincron este alimentat de la o sursă cu frecvența reglabilă de la zero la frecvența nominală. Dacă mașina este excitată în rotor, dezvoltă chiar de la pornire un cuplu sincron. Pentru fiecare valoare a frecvenței, turația pe care o obține motorul este o turație de sincronism, astfel că la frecvența nominală motorul obține turația sincronă pentru care a fost dimensionat. Metoda este relativ simplă dar necesită o sursă separată de curent continuu, întrucît la turație zero și valori mici ale acesteia, excitatoarea cuplată pe același arbore cu motorul sincron nu poate fi folosită. De asemenea apare dezavantajul necesității unei surse separate de curent alternativ de frecvență variabilă.

6.8.1.3. PORNIREA ÎN ASINCRON

Pentru aplicarea acestei metode, cea mai folosită, în tălpile polare ale mașinii se prevede înfășurarea în colivie numită *colivie de pornire*, de felul celei de la o mașină de inducție cu rotorul în scurtcircuit, realizată cum s-a arătat în § 6.1.1.

Conectînd la rețea motorul sincron M astfel construit (fig. 6.31), ca la orice mașină de inducție se dezvoltă un cuplu electromagnetic M_{as} ce determină creșterea turației pînă la valoarea n_t, apropiată de turația sincronă, pentru care este îndeplinită condiția $M_{as} = M_{rez}$. Alunecarea corespunzătoare punctului stabil de funcționare în asincron este $s = s_i = 2 \div 5\%$.

În scopul limitării șocului de curent în rețea la conectare, pornirea se face de regulă cu tensiune redusă (în fig. 6.31 prin intermediul unui autotransformator).

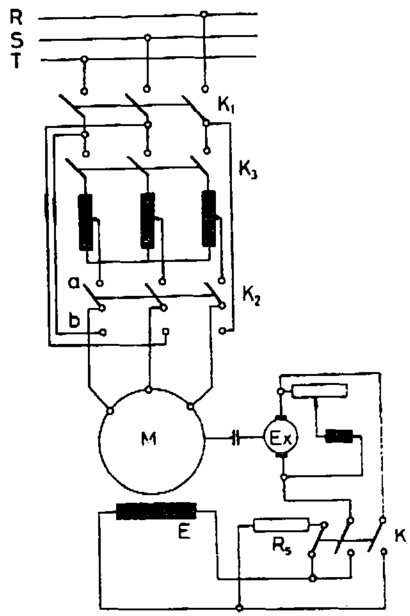


Fig 6.3.1. Pornirea în asincron, cu ajutorul unui autotransformator, a motorului sincron.

Pentru ca în înfăşurarea de excitaţie E în procesul de pornire să nu apară tensiuni induse periculoase pentru izolaţie, aceasta se deconectează prin intermediul întreruptorului K de la bornele excitatoarei Ex. şi se închide peste o rezistenţă $R_s \cong 10R_E$ unde R_E — rezistenţa înfăşurării de excitaţie.

După stabilirea alunecării s_i (numită *alunecare de intrare* deoarece de la această valoare începe procesul de intrare în sincronism) întreruptorul K_2 se trece din poziţia a în b, maşina fiind astfel alimentată la întreaga tensiune a reţelei şi se deschide K_3. Înfăşurarea de excitaţie se deconectează de pe rezistenţa R_s, se conectează la excitatoare şi se stabileşte curentul de excitaţie.

În continuare, pe lîngă cuplul asincron condiţionat de prezenţa coliviei de pornire, apare şi un cuplu sincron M_s variabil, dependent de poziţia relativă dintre axele cîmpului învîrtitor rezultant (ce roteşte cu turaţia sincronă n_1) şi cîmpului inductor. Dacă la introducerea excitaţiei, cele două coroane polare au polii de nume contrar cu axele suprapuse ($\vartheta_0 = 0$), în momentele următoare, cînd unghiul intern devine diferit de zero, se dezvoltă un cuplu sincron de atracţie şi suma $M_{as} + M_s > M_{rez}$. Intervine un proces tranzitoriu de accelerare a rotorului, care în urma unor oscilaţii amortizate, poate obţine turaţia sincronă.

În fig. 6.32 este analizată această situaţie. S-a notat prin 1 cuplul asincron şi prin P_i punctul de funcţionare în asincron pentru care $M_{as} = M_{rez}$ şi $s = s_i$ ($n = n_i$). Simultan cu accelerarea rotorului după conectarea excitaţiei, cuplul asincron scade spre zero. În figură, prin 1′, 2 s-au reprezentat curbele după care se modifică împreună cuplurile M_{as}, M_s (cuplul asincron este măsurat faţă de dreapta M_{rez}). În A (la $\vartheta_0 = \vartheta_{0max}$), $M_{as} = 0$, rotorul a atins turaţia sincronă, iar cuplul dinamic $M_d = M_s + M_{as} - M_{rez}$ este pozitiv şi are amplitudinea AB. Ca urmare, rotorul este accelerat peste turaţia sincronă şi unghiul ϑ_0 începe să scadă. Apare din nou cuplul asincron dar de frînare (curba 1″) şi în A', $M_d = 0$. Întrucît în acest punct $n > n_1$, ϑ_0 scade în continuare, cuplul dinamic devine negativ ş.a.m.d. Rotorul execută oscilaţii pendulare cu amplitudini amortizate, în jurul unei axe ce roteşte cu turaţia sincronă În final se realizează funcţionarea stabilă în punctul P pentru care $\vartheta_0 = \vartheta_{0P}$.

Se observă că sincronizarea este posibilă cît timp punctul A cade în interiorul segmentului PP'.

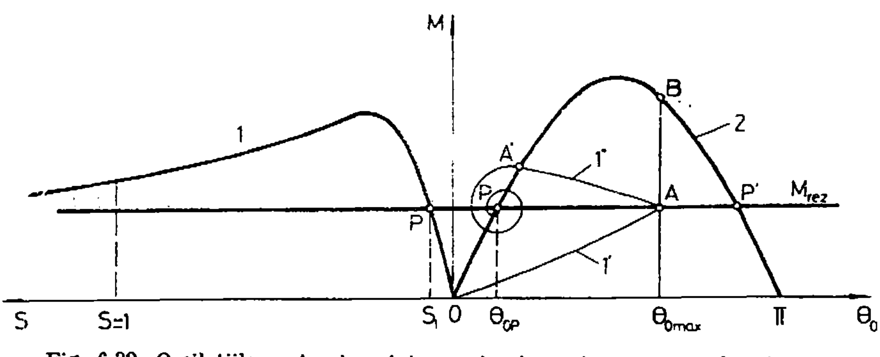


Fig. 6.32. Oscilaţiile ce însoţesc intrarea în sincronism a motorului sincron.

Sincronizarea este cu atît mai ușoară, cu cît cuplul rezistent M_{rez} și alunecarea s_t sînt mai mici. Ea poate să nu se producă la valori importante ale cuplului rezistent, cînd punctul A nu se plasează pe dreapta PP'.

Dacă se introduce curent continuu în rotor astfel că cele două coroane polare au o poziție relativă nefavorabilă încît cuplul sincron ce se dezvoltă este de repulsie, se obține $M_{as} + M_s < M_{rez}$. Rotorul în primele momente este frînat și operația de sincronizare poate să nu fie realizabilă. Alunecarea în continuare a rotorului excitat, este însoțită de variații relativ importante ale curentului schimbat de mașină cu rețeaua. Se recomandă în acest caz desexcitarea mașinii și apoi repetarea operației de sincronizare în vederea prinderii unui moment favorabil.

La mașinile cu poli aparenți prinderea în sincronism a rotorului se face de multe ori (mai ales dacă cuplul la arbore este redus), chiar în absența curentului continuu de excitație. Aceasta se explică prin reluctanța magnetică sensibil diferită a circuitului magnetic al mașinii după axele d, q. Liniile cîmpului magnetic învîrtitor rezultant urmăresc să se închidă pe traseul de reluctanță magnetică minimă. În consecință, rotorul este supus unui cuplu electromagnetic de accelerare, ce tinde să suprapună axa cîmpului rezultant peste axa longitudinală a mașinii și astfel se obține funcționarea sincronă. (A se urmări și expresia (6.48) dedusă pentru cuplul electromagnetic al unei mașini cu poli aparenți, care se vede, este diferit de zero și în absența excitației și cu atît mai mare cu cît este mai pronunțată asimetria magnetică).

Dacă pentru limitarea tensiunii de alimentare la bornele mașinii în procesul de pornire, se utilizează bobine de reactanță, schema de legături pentru rotor rămîne cea din fig. 6.31. Conectarea statorului la rețea, se face ca și la mașina de inducție (fig. 5.21).

Se observă că schema că de pornire cu bobine de reactanță este mai simplă dar (§ 5.5.1.2.3), pentru același curent absorbit din rețea, cuplul dezvoltat este mai mic decît la pornirea cu autotransformator.[1]

6.8.2. CARACTERISTICILE DE FUNCȚIONARE ALE MOTORULUI SINCRON

Sînt date de curbele P, I, M, η, n, $\cos\varphi$, în funcție de *puterea utilă* P_2, pentru $U = ct.$, $f = ct.$, $I_E = ct.$ În fig. 6.33 este reprezentată alura curbelor.

Întrucît motorul sincron are o turație constantă $n = n_1$, indiferent de sarcină, *caracteristica* $n = f(P_2)$ este o dreaptă paralelă cu axa absciselor.

Cuplul electromagnetic $M = M_0 + M_2$ iar $M_2 = \frac{p}{\omega} P_2$ încît *caracteristica* $M = f(P_2)$ este practic o dreaptă cu ordonata la origine M_0.

Curba $\eta = f(P_2)$ are o alură asemănătoare celor ridicate pentru mașina de inducție.

[1] A se vedea și [12], [37], [46], [47]

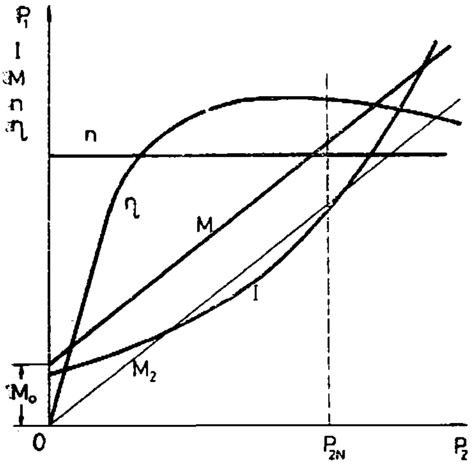


Fig. 6.33. Curbele caracteristice n, M, η, $I = f(P_2)$ ale motorului sincron.

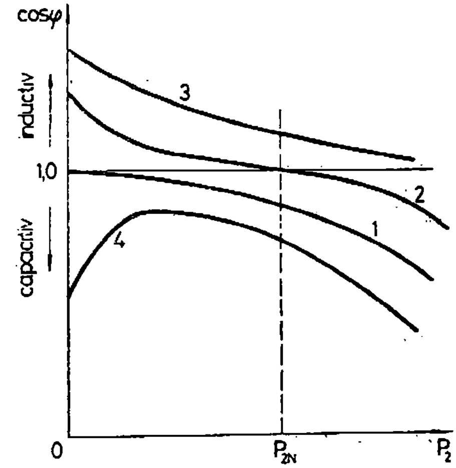


Fig. 6.34. Curbele $\cos\varphi = f(P_2)$ ale motorului sincron pentru diverși curenți de excitație.

Curbele $\cos\varphi = f(P_2)$ pentru diverse valori I_E = ct., s-au reprezentat separat în fig. 6.34. Modul de variație a lui $\cos\varphi$ cu sarcina, poate fi ușor urmărit prin intermediul diagramei curentului din fig. 6.14 (sau 6.15). Se observă că în funcție de curentul de excitație, $\cos\varphi$ poate lua o valoare dorită pentru o sarcină dată. Dacă pentru exemplificare mașina este excitată cu un curent I_{E1} încît la mersul în gol să fie îndeplinită condiția $\cos\varphi = 1$, la creșterea sarcinii cu păstrarea constantă a excitației, $\cos\varphi$ devine capacitiv (curba 1). Mașina debitează putere capacitivă în rețea (absoarbe putere inductivă).

Curba 2 corespunde excitării mașinii cu un curent $I_{E2} > I_{E1}$, astfel că la sarcina nominală este îndeplinită condiția $\cos\varphi = 1$. La scăderea încărcării active, $\cos\varphi$ capătă un caracter inductiv și la mersul în gol puterea reactivă debitată în rețea devine maximă. De regulă excitația constantă a mașinii se se fixează la o valoare $I_{E3} > I_{E2}$ (curba 3), astfel ca la sarcina nominală motorul sincron să funcționeze cu un factor de putere inductiv (în vederea asigurării unei funcționări sigure a motorului, simultan cu posibilitatea transmiterii de putere inductivă în rețea).

Curba 4 reprezintă caracteristica corespunzătoare unui curent $I_{E4} < I_{E1}$. Pe întreg domeniul de variație al lui P_2, motorul este un receptor de putere de magnetizare. În același timp rezerva lui de stabilitate este redusă, încît se obține o situație nefavorabilă de funcționare, ce trebuie evitată.

Observăm că la discutarea valorilor posibile pentru $\cos\varphi$, s-a avut în vedere asocierea sensurilor pozitive corespunzător sursei. La funcționarea ca motor, se asociază de regulă sensurile pozitive pentru receptor și funcționarea ca generator de putere inductivă, corespunde funcționării ca receptor capacitiv și reciproc. În acest caz zonele funcționării inductive și capacitive separate de dreapta $\cos\varphi = 1$, din figura 6.34 își inversează locurile.

6.9. ECUAȚIILE MAȘINII SINCRONE LA CONSIDERAREA TUTUROR PIERDERILOR

Se au în vedere în cele ce urmează și pierderile în fier, admițînd pentru fluxul principal al unei faze o relație de forma (3.4). În consecință, asemănător cu § 3.3.2 în locul reactanțelor X_{ad}, X_{aq} intervin impedanțele Z_{md}, Z_{mq} și ecuația (6.33) devine

$$\underline{U} = -(R_s + jX)\underline{I} - \underline{Z}_{md}\underline{I}_d - \underline{Z}_{mq}\underline{I}_q - \underline{Z}_{md}K_E\underline{I}_E \tag{6.1'}$$

unde

$$\underline{Z}_{md} = R_{md} + jX_{md}\,; \qquad R_{md} = K''\omega^2 L_{dh}\,; \qquad X_{md} = K'\omega L_{dh}$$

$$\underline{Z}_{mq} = R_{mq} + jX_{mq}\,; \qquad R_{mq} = K''\omega^2 L_{qh}\,; \qquad X_{mq} = K'\omega L_{qh}$$

Considerarea pierderilor în fier, determină apariția unor rezistențe suplimentare R_{md}, R_{mq} și afectează și valoarea reactanțelor ($X_{md} = K'X_{ad}$, $X_{mq} = K'X_{aq}$) ca și la transformator (a se vedea relațiile (3.23)).

Notînd

$$\underline{Z} = R_s + jX$$

$$\underline{Z}_d = \underline{Z} + \underline{Z}_{md} = R_s + R_{md} + j(X + X_{md}) = R_d + jX_d = jZ_d e^{-j\gamma_d} \tag{6.2'}$$

$$\underline{Z}_q = \underline{Z} + \underline{Z}_{mq} = R_s + R_{mq} + j(X + X_{mq}) = R_q + jX_q = jZ_q e^{-j\gamma_q}$$

impedanța de dispersie a statorului respectiv *impedanțele sincronă longitudinală* și *sincronă transversală*, modificate față de (6.35) prin considerarea pierderilor în fier, ecuația (6.1') devine

$$\underline{U} = \underline{U}_{eE} - \underline{Z}_d\underline{I}_d - \underline{Z}_q\underline{I}_q \tag{6.3'}$$

Se observă că fazorul $\underline{U}_{eE} = -\underline{Z}_{md}K_E\underline{I}_E$ dacă se introduce $\underline{Z}_{md} = -jZ_{md}e^{-j\beta}$, este rotit cu $\left(\frac{\pi}{2} + \beta\right)$ în urmă față de $\underline{I}_E$. Diagrama fazorială a mașinii sincrone conform (6.3') este de forma din figura 6.1'.

Din (6.3') și figura 6.1' și considerînd fazorul $\underline{U}$ în axa reală adică $\underline{U} = U$, se evidențiază curentul $\underline{I}$ în forma

$$\underline{I} = j\frac{U}{Z_d}e^{j\gamma_d} + \left[\frac{Z_{md} - Z_{mq}}{Z_d} \cdot \frac{U_{eE}\sin(\gamma_d - \beta) + U\sin(\vartheta_0 - \gamma_d)}{Z_q\cos(\gamma_d - \gamma_q)} - j\frac{U_{eE}}{Z_d}\right]e^{j(\vartheta_0 + \gamma_d - \beta)} \tag{6.4'}$$

În cazul mașinilor cu poli plini, $\underline{Z}_d = \underline{Z}_q = \underline{Z}_s = jZ_s e^{-j\gamma}$ unde $\underline{Z}_s$ — *impedanța sincronă* și ecuația de tensiuni (6.3') devine

$$\underline{U} = \underline{U}_{eE} - \underline{Z}_s\underline{I} \tag{6.5'}$$

$$\underline{Z}_s = \underline{Z} + \underline{Z}_m = (R_s + R_m) + j(X + X_m) = R_s' + jX_s$$

Se observă că față de (6.20) ambele componente ale lui $\underline{Z}_s$ se modifică prin introducerea lui R_m și a lui $X_m = K'X_{sa}$. În continuare pentru simplificare se va nota $R_s' = R_s$ dar se reține că la considerarea pierderilor în fier, înglobează atît rezistența înfășurării statorice R_s cît și pe R_m.

Pentru a limita complicațiile de calcul legate de utilizarea unor ecuații voluminoase de forma (6.4'), se urmărește mai îndeaproape influența considerării tuturor pierderilor asupra caracteristicilor mașinii sincrone cu poli plini. Fie în figura 6.2' diagrama fazorială a unui generator sincron reprezentată pe baza ecuației (6.5'). Se pun în evidență curentul debitat în forma (la $\underline{U} = U$)

$$\underline{I} = j\frac{U}{Z_s}e^{j\gamma} - j\frac{U_{eE}}{Z_s}e^{j(\vartheta_0 + \gamma - \beta)} \tag{6.6'}$$

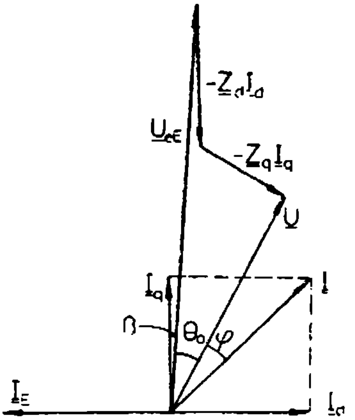


Fig. 6.1'. Diagrama fazorială a maşinii sincrone cu poli aparenţi la considerarea pierderilor în fier.

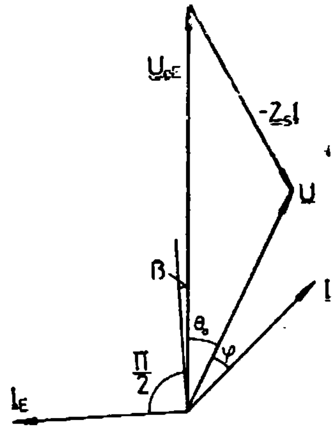


Fig. 6.2'. Diagrama fazorială a maşinii sincrone cu poli plini la considerarea pierderilor în fier.

puterea electromagnetică

$$P_M = \frac{mUU_{eE}}{Z_s}\sin(\vartheta_0 - \gamma + \beta) + mAU_{eE}^2 \tag{6.7'}$$

$$\text{unde } A = \frac{R_sZ_m^2 + R_mZ^2}{Z_m^2Z_s^2}$$

şi puterea debitată

$$P = mUI\cos\varphi = mUI_a = \frac{mU_{eE}U}{Z_s}\sin(\vartheta_0 - \beta + \gamma) - \frac{mU^2}{Z_s}\sin\gamma \tag{6.8'}$$

Expresia (6.7') este stabilită din considerente energetice şi cu utilizarea diagramei fazoriale din figura 6.2'.

Se urmăreşte mai întîi în general, funcţionarea maşinii ca generator la reţea pentru P_M = const. Se asociază (fig. 6.3') diagramei fazoriale un sistem de axe xoy, astfel încît fazorul $\underline{U}$ este rotit înainte faţă de abscisa ox cu unghiul $2\beta - \gamma$. Fie (x, y) coordonatele lui M vîrful lui $\underline{U}_{eE}$ în sistemul de axe ales. Avem $x = U_{eE}\cos(\vartheta_0 - \gamma + \beta)$, $y = U_{eE}\sin(\vartheta_0 - \gamma + \beta)$ şi înlocuind în (6.7') se obţine:

$$P_M = \frac{mU}{Z_s}y + mA(x^2 + y^2)$$

sau sub altă formă

$$x^2 + \left(y + \frac{U}{2AZ_s}\right)^2 = \frac{P_M}{mA} + \left(\frac{U}{2AZ_s}\right)^2 \tag{6.9'}$$

Ecuaţia (6.9') pentru P_M = ct reprezintă un cerc notat cu (1) în figura 6.3', cu raza

$$\rho_C = \sqrt{\left(\frac{U}{2AZ_s}\right)^2 + \frac{P_M}{mA}}$$

şi centrul $O'\left(x_0 = 0,\ y_0 = -\frac{U}{2AZ_s}\right)$.

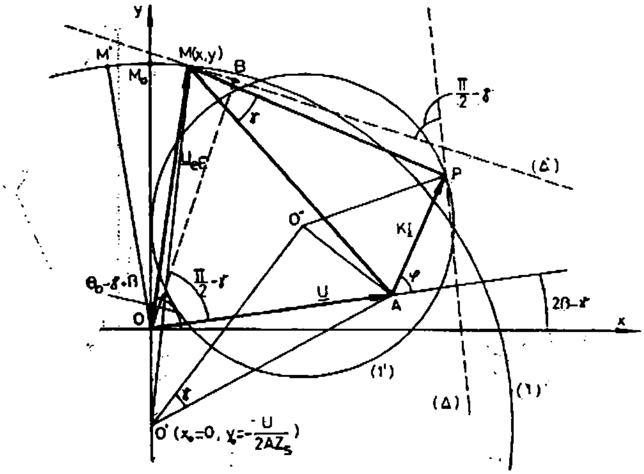


Fig. 6.3'. Funcționarea mașinii sincrone cu poli plini pentru P_M = ct și P = ct în cazul general.

Cum întotdeauna $A > 0$ (rel. 6.7') centrul cercului este plasat pe axa ordonatelor sub axa absciselor.

Observăm că pentru diverși P_M, se obțin cercuri concentrice.

Unei valori U_{eE} date, îi corespund în principiu pe cercul (1) două puncte M, M' de funcționare. Pentru o creștere întîmplătoare a lui ϑ_0 (cuplul la arbore rămînînd neschimbat), punctul M se plasează în afara cercului (1) și ca urmare puterea P_M (la altă scară cuplul electromagnetic M) crește. Cuplul dinamic ce apare este de frînare și determină revenirea în punctul de funcționare inițial. Rezultă că funcționarea în M este stabilă. Analog se arată că funcționarea în M' ca în orice punct de la stînga direcției oy este labilă. Valoarea minimă U_{eEmin} pentru care se mai poate găsi un punct M pe cerc pentru o putere electromagnetică dată, este OM_0. Din considerente geometrice simple

$$U_{eEmin} = \sqrt{\left(\frac{U}{2AZ_s}\right)^2 + \frac{P_M}{mA}} - \frac{U}{2AZ_s}$$

Din diagramă se stabilește și un $U_{eEmax} = OM_0'$ unde M_0' este celălalt punct de intersecție al direcției oy cu cercul (1), dar funcționarea la această excitație nu prezintă interes practic avînd în vedere valorile importante ale curenților și pierderilor ce se stabilesc.

La putere electromagnetică nulă, corespunde cercul de rază $O'O$ tangent la abscisă.

Dacă mașina sincronă devine motor, la păstrarea asocierii sensurilor pozitive de la generator, locul lui M este tot un cerc de același centru O' dar de rază

$$\rho_M = \sqrt{\left(\frac{U}{2AZ_s}\right)^2 - \frac{P_M}{mA}}$$

Se observă că la motor, cercurile concentrice corespunzătoare diverselor P_M, se plasează sub axa absciselor iar cu creșterea lui P_M, devin de raze din ce în ce mai mici. Din condiția $\rho_M = 0$ rezultă $P_{Mmax} = \frac{m}{A}\left(\frac{U}{2Z_s}\right)^2$ pe care o poate dezvolta un motor sincron și dincolo de această valoare funcționarea ca motor nu mai este posibilă pentru orice excitație. Acest aspect nu intervine în studiul simplificat al neglijării pierderilor. Ca și la generator, zona funcționării stabile este la dreapta direcției oy.

Locul geometric al vîrfului curentului $\underline{I}$, se determină observînd că segmentul $AP = R_sI = KI$ stabilește la altă scară curentul mașinii în mărime și direcție. Se construiește triunghiul dreptunghic $O'O''A$ asemenea cu triunghiul dreptunghic MPA astfel ca $\sphericalangle O''O'A = \sphericalangle PMA = \gamma$. Rezultă $\frac{O'A}{O''A} = \frac{AM}{AP} = \frac{1}{\sin\gamma}$. În baza acestor rapoarte și observînd că $\sphericalangle O'AM = \sphericalangle O''AP$

rezultă de asemenea că $\Delta O'AM \sim \Delta O''AP$ şi prin urmare $\frac{O'A}{O'M} = \frac{O''A}{O''P}$. Dar $O'M = \rho_G = ct$ şi $O''A - O'A \sin\gamma$, prin urmare $O''P = \rho_G \sin\gamma = ct$ şi locul lui P cînd M descrie cercul (1), este cercul (1') cu centrul O'' şi raza $\rho_G \sin\gamma$.

Pe această bază se precizează modul cum se modifică puterea activă şi reactivă schimbată cu reţeaua pentru o putere electromagnetică dată, la variaţia excitaţiei în cazul general al considerării tuturor pierderilor.

La neglijarea tuturor pierderilor, $A = 0$, şi cercurile (1), (1') degenerează în nişte drepte aşa cum este cunoscut în literatură.

Stabilirea curbelor loc geometric în cazul general al considerării tuturor pierderilor pentru putere debitata constantă se face observînd că (fig. 6.3') proiecţia vîrfului P pe direcţia lui $\underline{U}$ trebuie să fie constantă şi în consecinţă P descrie dreapta $(\Delta) \perp OA$ (construcţie reprezentată în fig. 6.3' cu linie întreruptă). Dar triunghiul APM rămîne asemenea cu el însuşi. Cum P descrie dreapta (Δ) şi vîrful A este fix, rezultă că locul lui M vîrful lui $\underline{U}_{eE}$ este dreapta (Δ') ce face cu (Δ) un unghi constant, egal cu cel din vîrful fix $\left(\frac{\pi}{2} - \gamma\right)$. Fie OB distanţa de la punctul O la dreapta (Δ'). Rezultă imediat $OB = U_{eE} \sin(\vartheta_0 - \beta + \gamma)$.

Ţinînd cont şi de relaţia (6.8'), rezultă

$$OB = U_{eE} \sin(\vartheta_0 - \beta + \gamma) = U \sin\gamma + I_a Z_s \tag{6.10'}$$

Poziţia dreptei (Δ') pentru o putere dată, se stabileşte trasînd segmentul OB de direcţie fixă (se observă că $\measuredangle AOB = \frac{\pi}{2} - \gamma = ct$) şi de lungime dată de (6.10'); perpendiculara în B pe acest segment este locul căutat al vîrfului fazorului U_{eE}. Pentru diverse puteri (diverşi I_a) dreptele (Δ') se deplasează paralel între ele, îndepărtîndu-se cu creşterea puterii. În cazul motorului, se înlocuieşte în (6.10') I_a prin $-I_a$ şi pentru OB pot rezulta valori negative ceea ce înseamnă că segmentele OB trebuiesc măsurate începînd din O în sens opus.

Ca mai sus, la neglijarea pierderilor se regăsesc concluziile indicate în literatură pentru locul lui $\underline{I}$ şi $\underline{U}_{eE}$.

Ecuaţiile şi curbele loc geometric stabilite cu considerarea tuturor pierderilor, pot fi utilizate ca bază de plecare în determinarea cu o precizie sporită a curbelor caracteristice ale maşinii sincrone. În paragraful următor se exemplifică utilizarea acestor curbe loc geometric pentru un caz particular de funcţionare al maşinii sincrone.

Observăm că la maşinile cu poli aparenţi, ca urmare a asimetriei magnetice după cele două axe, la considerarea pierderilor, ecuaţiile devin voluminoase (a se vedea ecuaţia 6.4'), şi curbele loc geometric se stabilesc cu dificultate. Reducerea volumului de calcule în acest caz se realizează prin introducerea unor ipoteze simplificatoare valabile în cazul particular analizat.

Alte aspecte legate de considerarea pierderilor în fier în ecuaţiile maşinii sincrone, sînt analizate detaliat în [6][1].

6.10. REGIMURI PARTICULARE DE FUNCŢIONARE ALE MAŞINII SINCRONE

6.10.1. UN REGIM DE RECUPERARE AL MAŞINII SINCRONE[2]

Fie 1, 2, două maşini sincrone cuplate mecanic rigid cu un decalaj oarecare x' între axele rotorice, care funcţionează în paralel la o reţea exterioară de tensiune U. Ecuaţiile ce definesc funcţionarea sînt în formă restrînsă

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{1a}(U, U_{eE1}, \vartheta_0) + \underline{I}_{1r}(U, U_{eE1}, \vartheta_0)$$

[1] A se vedea şi [39], [10].
[2] A se vedea şi [31], [35].

$$\underline{I}_2 = \underline{I}_{2a}(U,\ U_{eE_2},\ \alpha - \vartheta_0) + \underline{I}_{2r}(U,\ U_{eE_2},\ \alpha - \vartheta_0)\ ,$$

$$\underline{I}_r = \underline{I}_{ra}(U,\ U_{eE_1},\ U_{eE_2},\ \alpha - \vartheta_0) + \underline{I}_{rr}(U,\ U_{eE_1},\ U_{eE_2},\ \alpha - \vartheta_0)$$

$$P_{M1} = P_{M1}(U,\ U_{eE_1},\ \vartheta_0)$$

$$P_{M2} = P_{M2}(U,\ U_{eE_2},\ \alpha - \vartheta_0) \qquad (6.11')$$

$$P_{M2}(U,\ U_{eE_2},\ \alpha - \vartheta_0) = P_{M1}(U,\ U_{eE_1},\ \vartheta_0) + \Sigma p_{mec}$$

unde I_1, I_2, $\underline{I}_r$ sînt curenții mașinilor cuplate și ai rețelei, exprimați prin componentele lor active și reactive $\underline{I}_{1a}$, $\underline{I}_{1r}$, etc., P_{M1}, P_{M2}, Σp_{mec} — puterile interioare, respectiv suma pierderilor mecanice din sistemul celor două mașini cuplate, U_{eE_1}, U_{eE_2} — t.e.m. de excitație, $\alpha = p\alpha'$, ϑ_0 — unghiul electric dintre axele polilor de același nume, respectiv unghiul intern al mașinii 1.

Interesează în studiul funcționării mașinilor cuplate, cum se modifică curenții și încărcările active și reactive ale mașinilor, curentul rețelei, etc., la schimbarea condițiilor de funcționare, în principal în raport cu curenții de excitație. Dintre cele două mașini, una funcționează ca generator și cealaltă ca motor față de rețea, astfel că încercarea are un caracter recuperativ; în cele ce urmează se admite (cum rezultă și din (6.11')), că mașina 1 funcționează în regim de generator încît pentru unghiul intern al mașinii 2, trebuie introdusă în ecuații valoarea — $(\alpha - \vartheta_0)$. Se asociază sensurile pozitive pentru curenți și tensiuni la ambele mașini, corespunzător sursei.

Din sistemul de ecuații (6.11') se vede că la fiecare pereche de valori U_{eE_1}, U_{eE_2} (sau ceea ce este același lucru pentru diverși curenți de excitație I_{E_1}, I_{E_2}) corespund alte valori pentru ϑ_0. Ca urmare, reglajul curenților de excitație determină modificări în limite largi ale încărcărilor active și reactive ale mașinilor cuplate; alte rezultate se obțin pentru diverse valori ale decalajului α.

Considerarea mașinilor sincrone cu poli plini. Rezolvarea analitică în cazul general al mașinilor sincrone cu poli aparenți a sistemului de ecuații (6.11') este dificilă, expresiile ce se obțin fiind, cum s-a arătat în § 6.9. voluminoase. Pentru o prezentare sugestivă a proprietăților fundamentale ale schemei, se au în vedere mașinile cu poli plini; corespunzător, în ecuații se introduc

$$Z_d = Z_q = Z_s,\quad Z_{md} = Z_{mq} = Z_m,\quad \gamma_d = \gamma_q = \gamma.$$

Pentru mărimile ce intervin în (6.11') se obțin pe baza ecuațiilor de tipul (6.5'), (6.7') și a diagramei fazoriale din fig. 6.2' după calcule, expresii de o formă mai simplă

$$I_{1a} = \frac{1}{Z_{s_1}}[-U\sin\gamma_1 + U_{eE_1}\sin(\vartheta_0 + \gamma_1 - \beta_1)]$$

$$I_{1r} = \frac{1}{Z_{s_1}}[U\cos\gamma_1 - U_{eE_1}\cos(\vartheta_0 + \gamma_1 - \beta_1)]$$

$$I_{2a} = -\frac{1}{Z_{s_2}}[U\sin\gamma_2 + U_{eE_2}\sin(\alpha - \vartheta_0 - \gamma_2 + \beta_2)]$$

$$I_{2r} = \frac{1}{Z_{s_2}}[U\cos\gamma_2 - U_{eE_2}\cos(\alpha - \vartheta_0 - \gamma_2 + \beta_2)]$$

$$I_{ra} = -U\left[\frac{\sin\gamma_1}{Z_{s_1}} + \frac{\sin\gamma_2}{Z_{s_2}}\right] + \frac{U_{eE_1}}{Z_{s_1}}\sin(\vartheta_0 + \gamma_1 - \beta_1) - \frac{U_{eE_2}}{Z_{s_2}}\sin(\alpha - \vartheta_0 - \gamma_2 + \beta_2) \qquad (6.12')$$

$$I_{rr} = U\left[\frac{\cos\gamma_1}{Z_{s_1}} + \frac{\cos\gamma_2}{Z_{s_2}}\right] - \frac{U_{eE_1}}{Z_{s_1}}\cos(\vartheta_0 + \gamma_1 - \beta_1) - \frac{U_{eE_2}}{Z_{s_2}}\cos(\alpha - \vartheta_0 - \gamma_2 + \beta_2)$$

$$P_{M1} = \frac{mUU_{eE_1}}{Z_{s_1}}\sin(\vartheta_0 - \gamma_1 + \beta_1) + mA_1U_{eE_1}^2$$

$$P_{M2} = \frac{mUU_{eE_2}}{Z_{s_2}}\sin(\alpha - \vartheta_0 + \gamma_2 - \beta_2) - mA_2U_{eE_2}^2$$

iar

$$A_{i(i=1,2)} = \frac{R_{si}Z_{mi}^2 + R_{mi}Z_i^2}{Z_{mi}^2 Z_{si}^2}$$

Din ecuaţiile (6.12′) nu rezultă cu claritate limitele posibile de variaţie ale încărcărilor pe fiecare maşină în parte. În plus, rezultatele analitice obţinute prin rezolvarea relativ complicată a sistemului, trebuie discutate întrucît nu toate corespund unei funcţionări stabile.

Proprietăţile fundamentale ale grupului celor două maşini se pun în evidenţă, stabilind pe baza ecuaţiilor (6.11′) şi (6.12′) curbele loc geometric în planul complex ale tensiunilor şi curenţilor. Se utilizează curbele loc geometric obţinute în § 6.9.

În reprezentarea fazorială se poate scrie

$$\underline{U} = \underline{U}_{cE1} - \underline{Z}_{s1}\underline{I}_1 = \underline{U}_{cE2} - \underline{Z}_{s2}\underline{I}_2$$

Fie o valoare dată P_{M1} a puterii electromagnetice pe maşina 1. În baza celor arătate, locul lui $\underline{U}_{cE1}$ (fig. 6.1′) într-un sistem de axe x_1Oy_1, construit astfel încît direcţia Ox_1 face cu direcţia fazorului $\underline{U}$ unghiul $2\beta_1 - \gamma_1$ este cercul (1) cu centrul $O_1\left(0, -\dfrac{U}{2A_1Z_{s1}}\right)$ şi raza

$$\rho_1 = \sqrt{\left(\frac{U}{2A_1Z_{s1}}\right)^2 + \frac{P_{M1}}{A_1m}}\,.$$

Valorii constante P_{M1} îi corespunde pentru maşina 2 tot o valoare constantă a puterii electromagnetice $P_{M2} = P_{M1} + \Sigma p_{mec}$. Se figurează analog pe aceeaşi diagramă locul geometric al lui $\underline{U}_{cE2}$ în raport cu sistemul de axe x_2Oy_2, rotit faţă de $\underline{U}$ cu unghiul $2\beta_2 - \gamma_2$. Noul cerc(2) are centrul $O_2\left(0, -\dfrac{U}{2A_2Z_{s2}}\right)$ şi raza

$$\rho_2 = \sqrt{\left(\frac{U}{2A_2Z_{s2}}\right)^2 - \frac{P_{M1} + \Sigma p_{mec}}{mA_2}}$$

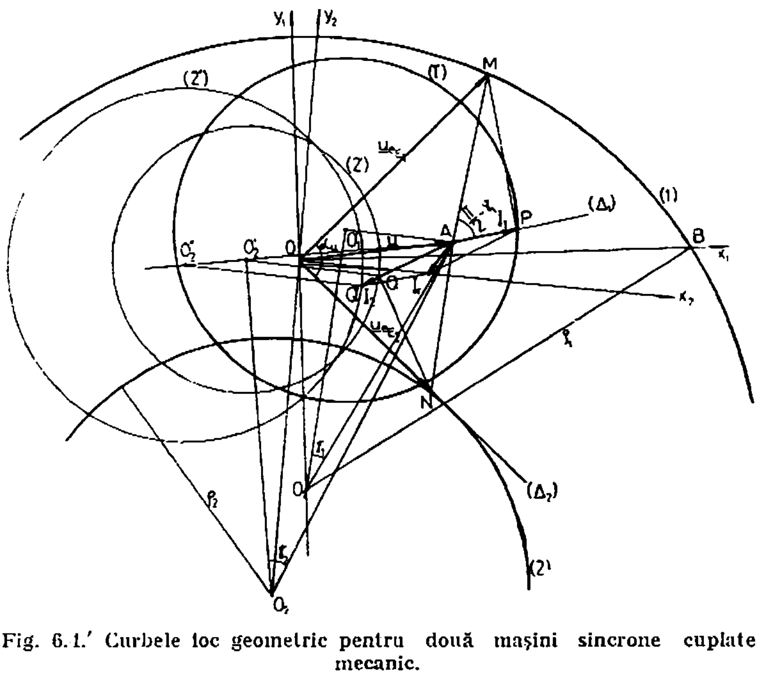


Fig. 6.1.′ Curbele loc geometric pentru două maşini sincrone cuplate mecanic.

Ca urmare a prezenței pierderilor în fier, unghiul fazorilor $\underline{U}_{eE1}, \underline{U}_{eE2}$ rezultă $\alpha_u = \alpha - \beta_1 + \beta_2$. Fie M un punct pe cercul (1) corespunzător unei valori U_{eE1} date. În acest caz $AM = Z_{s_1}I_1$ și, în triunghiul dreptunghic APM, $AP = R_{s_1}I_1$. Alegînd scara curentului I_1 astfel ca $AP = I_1$, cînd M descrie cercul (1), punctul P, vîrful fazorului $\underline{I}_1$, descrie cercul (1′) cu centrul O_1' vîrful drept al triunghiului dreptunghic $O_1O_1'A$ și raza $\rho_1' = \rho_1 \sin\gamma_1$. Analog se construiește cercul (2′) cu centrul O_2' și raza $\rho_2' = \rho_2 \sin\gamma_2$, locul lui Q, unde $AQ = R_{s_2}I_2$. Fie $AQ' = R_{s_1}I_2$ sau, ceea ce este același lucru $AQ' = I_2$ la scara curentului I_1. Se construiesc triunghiurile asemenea AQO_2' și $AQ'O_2''$, unde O_2'' este pe direcția AO_2'. Din motive de similitudine $\frac{AO_2''}{AO_2'} = \frac{R_{s_1}}{R_{s_2}} = \text{const}$, și locul lui Q', vîrful lui $\underline{I}_2$, este cercul (2″) cu centrul O_2'' și raza $\rho_2'' = \rho_2' \frac{R_{s_1}}{R_{s_2}}$.

Se exemplifică rezolvarea sistemului de ecuații (6.12′) prin intermediul curbelor loc geometric construite, în cîteva cazuri particulare importante.

Pentru un sistem de valori P_{M1}, U_{eE1} dat, punctul M este determinat pe cercul (1) și ca urmare, și curentul $\underline{I}_1$ în mărime și direcție. Trasînd prin O dreapta (Δ_2) înclinată față de OM cu unghiul α_u, rezultă $ON = U_{eE2}$ și în final, curentul $\underline{I}_r = \underline{I}_1 + \underline{I}_2 = \overline{AP} + \overline{AQ'}$. S-au determinat grafic încărcările active și reactive ce revin pe mașinile cuplate, curenții de excitație, curentul rețelei etc., încît comportarea la rețea a grupului de mașini este cunoscută complet; se procedează analog cînd este precizat regimul de funcționare al mașinii 2 prin valorile cunoscute P_{M2}, U_{eE2}.

Cînd se consideră cunoscute puterea activă la borne și cos φ pentru una din mașinile cuplate, se realizează mai întîi construcția grafică conform fig. 6.3′ (partea reprezentată cu linie întreruptă). Prin A, vîrful fazorului $\underline{U}$, se trasează o dreaptă rotită cu unghiul conoscut $\left(\frac{\pi}{2} - \gamma + \varphi\right)$, a cărei intersecție cu (Δ') determină t.e.m. de excitație $\underline{U}_{eE}$ corespunzătoare, ș.a.m.d. ca mai sus.

Dacă se presupun date excitațiile (prin t.e.m. polare U_{eE1}, U_{eE2}), rezolvarea grafică a problemei în cazul general al mașinilor diferite este dificilă, încît se va folosi o cale grafico-analitică. Se stabilește mai întîi pe bază de calcul [35] apelînd la ultima ecuație din (6.11′) în care P_{M1}, P_{M2} sînt dați de (6.12′) unghiul intern

$$\alpha - \vartheta_0 = \beta + \arcsin\frac{C}{A_m}$$

unde C, A_m, β, sînt funcții numai de t.e.m. de excitație, parametrii mașinilor și decalajul mecanic al rotoarelor; din considerente de stabilitate se ia în considerație valoarea $\alpha - \vartheta_0 < \frac{\pi}{2} + \beta$. Odată cunoscut unghiul $(\alpha - \vartheta_0)$, rezultă $\underline{U}_{eE1}$, $\underline{U}_{eE2}$ în mărime și direcție față de $\underline{U}$ și problema s-a redus de asemenea la cele de mai sus.

Pe fig. 6.4′ se poate urmări și influența modificării unghiului dintre $\underline{U}_{eE1}$, $\underline{U}_{eE2}$ asupra comportării sistemului mașinii. În funcție de decalajul α_u, la o încărcare impusă pe una din mașini, se stabilesc grafic, cum s-a arătat, diverse valori pentru încărcarea celeilalte mașini și rețelei, dintre care în aplicațiile practice se pot alege cele mai potrivite.

Din analiza curbelor din fig. 6.4′ se pot face următoarele observații:

a. O valoare dată a puterii electromagnetice P_{M1} = ct la un decalaj α determinat a rotoarelor, se obține numai pentru anumite perechi de valori U_{eE1}, U_{eE2}, astfel ca pentru fiecare punct M de pe cercul (1) să se poată stabili unul sau două puncte N corespondente pe cercul (2).

b. Dacă pentru t.e.m. de excitație U_{eE1}, U_{eE2} corespund puncte M, N pe porțiunile stabile de funcționare ale cercurilor (1), (2), regimul de funcționare în paralel al celor două mașini sincrone este stabil. Într-adevăr, să presupunem că rotoarele rămîn în urmă cu un unghi oarecare față de poziția stabilă, astfel că sistemul fazorilor $\underline{U}_{eE1}$, $\underline{U}_{eE2}$ rotește în sens orar. Punctele M, N trec în interiorul cercurilor (1), (2) și noile puteri electromagnetice îndeplinesc condițiile $P'_{M_1} < P_{M1}$ și $P'_{M_2} > P_{M2}$. Apare ca urmare, un cuplu dinamic pozitiv ce restabilește situația inițială. Analog se arată că funcționarea este stabilă și la o rotire a sistemului fazorilor t.e.m. de excitație în sens antiorar.

c. Pentru o putere electromagnetică P_{M1} = ct cînd M, N descriu cercurile (1), (2), vîrfurile P, Q' ale curenților $\underline{I}_1$, $\underline{I}_2$ descriu respectiv cercurile (1′), (2″) și în consecință, puterile active și reactive la bornele mașinilor cuplate, variabile în limite largi, sînt pentru condiții date, deter-

minabile. Cum rezultă din figură, componenta activă a curentului I_1 (sau la altă scară, puterea activă debitată de maşina 1) se modifică astfel, încît poate deveni nulă sau chiar schimba de semn. Această ultimă situaţie intervine la valori importante ale t.e.m. de excitaţie U_{eE1} (şi corespunzător, ale curentului I_1), cînd pentru a acoperi pierderile din maşină trebuie luată puterea activă din reţea ; maşina 1 apare dublu alimentată, primind putere mecanică pe la arbore (corespunzător puterii P_{M1} = ct considerate) şi electrică pe la borne. Funcţionarea în paralel a maşinilor cuplate nu mai este recuperativă şi corespunzător, puterea activă absorbită din reţea este importantă.

La încărcări care vin în mod normal în consideraţie pentru maşinile cuplate, numai o mică parte din puterea interioară P_{M1} este destinată acoperirii pierderilor şi maşina 1 debitează putere activă la borne (funcţionarea în paralel este recuperativă). Puterea activă cerută din reţea, egală cu suma tuturor pierderilor din cele două maşini, rezultă în general, de valoare redusă. Încărcarea reactivă a reţelei variază în limite largi cu excitaţiile (ca şi încărcările reactive ale maşinilor 1, 2). Dacă pentru o sarcină precizată pe una din maşini se stabileşte un decalaj α_u încît să fie îndeplinită condiţia $\underline{I}_{1r} = -\underline{I}_{2r}$, puterea reactivă schimbată de grupul maşinilor cuplate cu reţeaua devine nulă ($I_{rr} = 0$) ; această situaţie prezintă interes mai ales cînd reţeaua este de putere redusă. Din cele prezentate rezultă că sistemul de ecuaţii (6.11′) în forma (6.12′) poate fi rezolvat complet pe cale grafică sau grafico-analitică, cu separarea soluţiilor ce convin din punctul de vedere al stabilităţii pentru oricare dintre parametrii variabili, luaţi în număr suficient pentru a interveni o determinare, consideraţi cunoscuţi.

Considerarea maşinilor cu poli aparenţi. La maşinile cu poli aparenţi, în vederea ridicării preciziei determinărilor, trebuie considerată asimetria magnetică după cele două axe. Pentru a aprecia modul cum intervine, se neglijează în cele ce urmează pierderile ; utilizînd relaţii de formă (6.53), (6.57), mărimile din sistemul de ecuaţii (6.11′) devin

$$I_{1a} = \frac{U_{eE1}}{X_{d_1}} \sin\vartheta_0 + \frac{1}{2}\left(\frac{1}{X_{q_1}} - \frac{1}{X_{d_1}}\right) U \sin 2\vartheta_0,$$

$$I_{1r} = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{X_{q_1}} + \frac{1}{X_{d_1}}\right) U - \frac{U_{eE1}}{X_{d_1}} \cos\vartheta_0 - \frac{1}{2}\left(\frac{1}{X_{q_1}} - \frac{1}{X_{d_1}}\right) U \cos 2\vartheta_0$$

$$I_{2a} = -\frac{U_{eE2}}{X_{d_2}} \sin(\alpha - \vartheta_0) - \frac{1}{2}\left(\frac{1}{X_{q_2}} - \frac{1}{X_{d_2}}\right) U \sin 2(\alpha - \vartheta_0)$$

$$I_{2r} = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{X_{q_2}} + \frac{1}{X_{d_2}}\right) U - \frac{U_{eE2}}{X_{d_2}} \cos(\alpha - \vartheta_0) - \frac{1}{2}\left(\frac{1}{X_{q_2}} - \frac{1}{X_{d_2}}\right) U \cos 2(\alpha - \vartheta_0) \tag{6.13'}$$

$$P_{M1} = P_1 = \frac{mUU_{eE1}}{X_{d_1}} \sin\vartheta_0 + \frac{m}{2}\left(\frac{1}{X_{q_1}} - \frac{1}{X_{d_1}}\right) U^2 \sin 2\vartheta_0$$

$$P_{M2} = P_2 = \frac{mUU_{eE2}}{X_{d_2}} \sin(\alpha - \vartheta_0) + \frac{m}{2}\left(\frac{1}{X_{q_2}} - \frac{1}{X_{d_2}}\right) U^2 \sin 2(\alpha - \vartheta_0)$$

$$I_{rr} = I_{1r} + I_{2r}$$

$$I_{ra} = 0$$

Construcţia din figura 6.5′ rezultă prin suprapunerea diagramelor fazoriale reprezentate în forma cunoscută ale maşinilor cu poli aparenţi cuplate, luînd tensiunea $\underline{U}$ a reţelei ca fazor comun de referinţă. S-a avut în vedere că dreptele O_1A_1, O_2A_2 stabilesc între ele unghiul electric α şi deoarece s-au neglijat pierderile, componentele active ale curenţilor $\underline{I}_1$, $\underline{I}_2$ sînt egale şi de semn contrar.

Fie sistemele de axă de coordonate $x_1O_1y_1$, $x_2O_2y_2$, ataşate diagramelor fazoriale ale maşinilor 1, respectiv 2. Stabilirea legii de variaţie a lui ϑ_0 în funcţie de excitaţii, care interesează în primul rînd, se face observînd că ordonatele punctelor $A_1(x_1, y_1)$, vîrful lui $\underline{I}_1$ şi $A_2(x_2, y_2)$, vîrful lui $\underline{I}_2$ trebuie să îndeplinească condiţia $|y_1| = |y_2|$ sau în baza figurii 6.5′.

$$\left[\left(\frac{1}{X_{q_1}} - \frac{1}{X_{d_1}}\right) U \cos\vartheta_0 + \frac{U_{eE1}}{X_{d_1}}\right] \sin\vartheta_0 = \left[\left(\frac{1}{X_{q_2}} - \frac{1}{X_{d_2}}\right) U \cos(\alpha - \vartheta_0) + \frac{U_{eE2}}{X_{d_2}}\right] \sin(\alpha - \vartheta_0) \tag{6.14'}$$

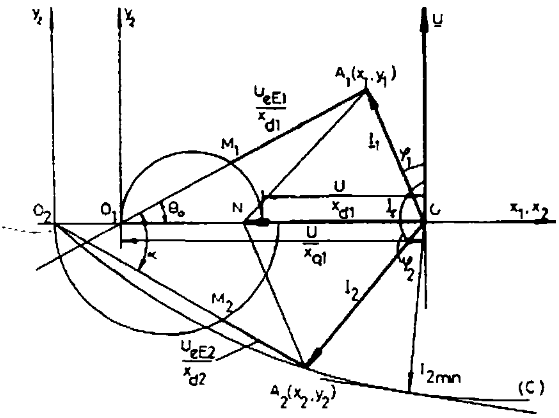


Fig. 6.5′. Diagramele fazoriale pentru mașinile sincrone cu poli aparenți cuplate mecanic.

Din (6.14′) se determină $\vartheta_0 = f(U_{eE1}, U_{eE2})$ și conform (6.13′) încărcările active și reactive ce revin pe mașinile cuplate, cu considerarea asimetriei magnetice.

a. Urmărirea pe cale grafică a modului cum se modifică curenții și puterile mașinilor cu poli aparenți, se face pentru comoditate în cazul particular U_{eE1} = ct, U_{eE2} = variabil. Vîrful A_1 descrie în planul complex pentru ϑ_0 = variabil, melcul lui Pascal; locul lui A_2 (curba (c)) trebuie ridicat punct cu punct, cu respectarea unghiului electric α și a egalității componentelor active ale curenților I_1, I_2.

La deplasarea punctelor A_1, A_2 pe curbele loc geometric stabilite, încărcările active și reactive se modifică în limite largi. Ele pot fi precizate la orice valori U_{eE1}, U_{eE2}, prin poziția ce se obține în planul complex pentru punctele considerate.

Din diagramele fazoriale reprezentate se constată că mașinile cuplate se încarcă cu o putere activă chiar la $U_{eE1} = U_{eE2} = 0$. Vîrfurile A_1, A_2 se plasează pe cercurile reactive corespunzătoare, astfel ca $|y_1| = |y_2|$. Ca o consecință, apare posibilitatea păstrării sincronismului mașinilor cu poli aparenți cuplate mecanic și în absența excitațiilor. În cazul ideal analizat, încărcarea activă a mașinilor cuplate are un caracter complet recuperativ (în ecuațiile (6.13′), $I_{ra} = 0$).

Modul de variație al curenților în cazul urmărit se deduce tot pe baza figurii 6.5′. Caracteristica $I_2 = f(U_{eE2})$ se obține prin compararea segmentelor $A_2M_2 \equiv U_{eE2}$ și $OA_2 = I_2$ și are alura unei curbe în V. Curentul minim I_{2min} se stabilește în general la cos $\varphi_2 \neq 1$ și are o valoare dependentă de t.e.m. U_{eE1} = ct pentru care a fost construită curba (c). Caracteristica $I_r = f(U_{eE2})$ se obține tot în forma unei curbe în V prin compararea segmentelor $A_2M_2 \equiv U_{eE2}$ și $ON = I_r$. În funcție de U_{eE1} = ct, poate fi descrisă o ramură sau ambele ramuri ale curbei.

În consecință, ca și pentru mașinile cu poli plini, prin intermediul diagramelor fazoriale se pot obține, evitînd rezolvări analitice complicate, curbele de variație ale curenților și puterilor mașinilor cuplate.

b. Pentru o încărcare prestabilită pe una din mașini se poate rezolva grafic sistemul (6.11′) în forma (6.13′) și determina încărcarea celeilalte mașini și rețelei. Fie 2 mașina conectată la rețeaua de tensiune U care urmează să funcționeze la valorile I_2, cos φ_2 date. Există toate elementele pentru reprezentarea diagramei fazoriale a mașinii 2 și prin urmare, direcția O_2A_2 este precizată. Se trasează prin O_1 o dreaptă rotită față de O_2A_2 cu unghiul electric α și se fixează punctul A_1 astfel ca $|y_1| = |y_2|$. Segmentul OA_1 determină curentul $\underline{I}_1$ căutat, în mărime și fază. Din compunerea curenților $\underline{I}_1$, $\underline{I}_2$ rezultă și curentul pur reactiv $\underline{I}_r$ al rețelei. Segmentele A_1M_1, A_2M_2 separate de cercurile reactive, determină la altă scară excitațiile mașinilor cuplate cu considerarea asimetriei magnetice.

La valorile I_2, cos φ_2, impuse, modificînd pe α rezultă pentru mașina 1 și rețea alte încărcări. Cînd se urmărește stabilirea unei sarcini de durată pe una din mașinile cuplate, decalajul α se determină astfel, încît pe cealaltă mașină și rețea să rezulte valori admisibile.

c. Dacă se neglijează asimetria magnetică (se ia $X_d = X_q$), din ecuațiile (6.13′) dispar termenii ce cuprind valorile multiplu de 2 ale unghiurilor interne, iar în diagramele fazoriale din figura 6.5′ diametrele cercurilor reactive se reduc la un punct. Concluziile legate de forma curbelor de variații ale curenților și puterilor se păstrează, dar este afectată precizia determinărilor cantitative. Erorile cresc sensibil la valorile reduse ale curenților de excitație, deoarece

contribuţia termenilor din ecuaţiile (6.13′) care apar doar pentru maşinile cu poli aparenţi, poate deveni esenţială. Astfel, la limită, dacă unul din curenţii de excitaţie este nul, rezultă $P_{M1} = P_{M2} = 0$. Cum s-a arătat însă, pentru maşinile cu poli aparenţi cuplate, $P_{M1} = P_{M2} \neq 0$ (şi ca urmare, funcţionarea sincronă este posibilă), chiar în absenţa ambilor curenţi de excitaţie; neglijarea asimetriei magnetice în cazul limită urmărit, deformează inadmisibil rezultatele şi concluziile. Din cele prezentate rezultă că în studiul funcţionării în paralel a maşinilor sincrone cu poli aparenţi, trebuie considerate cu necesitate reactanţe diferite după cele două axe.

Aspectele urmărite corespund cazului ideal al absenţei tuturor pierderilor. În practică, determinarea condiţiilor de funcţionare ale maşinilor cu poli aparenţi cuplate, se poate face de multe ori pe această bază, evitîndu-se rezolvarea exactă, greoaie, a sistemului de ecuaţii (6.11′), mai ales dacă este vorba de unităţi de mare putere, caracterizate în general prin randamente ridicate.

Din studiul efectuat în [35] rezultă de asemenea că grupul a două maşini sincrone cuplate mecanic, d.p.d.v. al stabilităţii statice, poate fi privit ca o singură maşină sincronă, pentru care rezultă o *caracteristică mecanică echivalentă* de parametrii precizaţi. Cuplul la arborele maşinii echivalente este un cuplu de pierderi şi în consecinţă *maşina sincronă echivalentă* este caracterizată în general prin o mare rezervă de stabilitate statică. Modificarea în limite largi a excitaţiilor şi conform ecuaţiilor (6.11′) a încărcărilor active şi reactive ale maşinilor cuplate, în particular astfel încît să se obţină un regim prestabilit pe una din ele, este pe deplin realizabilă fără pericolul pierderii sincronismului.

Concluzii. La funcţionarea în paralel la reţea a două maşini sincrone cuplate mecanic, variaţia excitaţiilor modifică în limite largi şi controlate puterile active şi reactive corespunzătoare. Între acestea nu există o relaţie rigidă, încît pentru oricare din maşini se poate obţine o încărcare predeterminată. Stabilirea repartiţiei încărcărilor pe fiecare maşină în parte în diverse condiţii date se face pe cale analitică relativ complicat şi deosebit de simplu pe cale grafică.

Prin caracterul recuperativ al funcţionării, schema analizată prezintă interes practic cînd se urmăreşte încărcarea la sarcina nominală mai ales a maşinilor sincrone de mare putere; utilizarea ei determină o creştere considerabilă a posibilităţilor de încercare ale standurilor de probe uzinale.

6.10.2. FUNCŢIONAREA UNUI ALTERNATOR AVÎND CONECTAT LA BORNE UN DISPOZITIV REDRESOR

În multe domenii de interes practic, apare raţională obţinerea unei reţele de curent continuu prin intermediul unui alternator şi al unei instalaţii redresoare. Astfel, în unul reprezentativ, cel al tracţiunii electrice, se utilizează frecvent alimentarea motoarelor de tracţiune de tip de curent continuu ale locomotivei, de la un alternator antrenat de un motor Diesel instalat pe locomotivă şi care asigură prin intermediul unui redresor tensiunea continuă de o valoare ce să permită obţinerea caracteristicilor de tracţiune impuse.

Curbele de variaţie în timp ale curenţilor şi tensiunilor alternatorului conectat la un receptor printr-un redresor, se abat de la forma sinusoidală încît apar o serie de aspecte noi ce se cer evidenţiate[1].

În analiza proceselor ce intervin, se presupune maşina sincronă idealizată în sensul Park (a se vedea § 2.6.4). În figura 6.6′ sînt reprezentate înfăşurările statorice şi rotorice care sînt luate în consideraţie. Pentru simplificare se consideră în continuare că interstiţiul rotoric reprezentat haşurat este redus la zero (adică se presupune alternatorul cu poli plini), că înfăşurările amortizoare D, Q sînt puternice şi identice (adică pot fi echivalate cu o colivie completă a unei maşini de inducţie cu rotorul în scurtcircuit) şi că rotorul este lamelat.

Instalaţia redresoare este o punte Graëtz cu diode, frecvent întîlnită în practică. Se neglijează căderile de tensiune pe diode în timpul conducţiei şi se consideră că acestea opun rezistenţă infinită în perioada de blocare.

În figura 6.7′ sînt reprezentate tensiunile de fază u_{f1}, u_{f2}, u_{f3} presupuse în primă aproximaţie sinusoidale şi curenţii de fază i_{f1}, i_{f2}, i_{f3} cu indicarea ventilelor în conducţie V_i aşa cum sînt notate în fig. 6.6′.

[1] A se vedea şi [44].

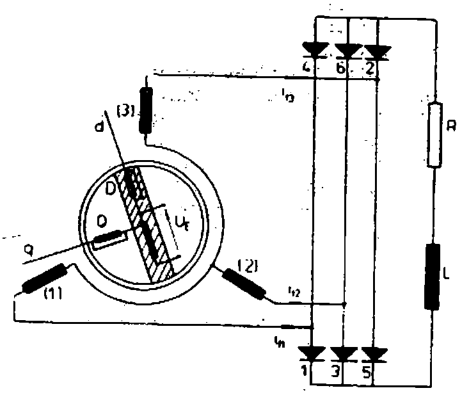


Fig. 6.6′. Schema de conectare analizată.

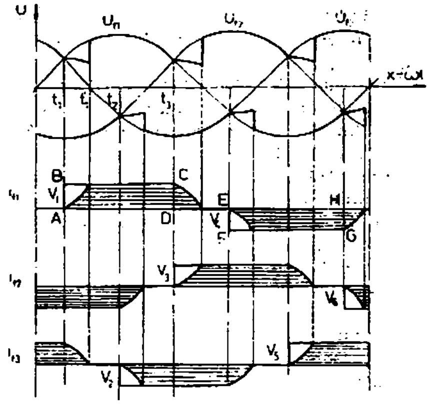


Fig. 6.7′. Formele în primă aproximație ale curenților și tensiunilor instalației redresoare din fig. 6.6′.

Se consideră mai întîi cazul unui receptor (fig. 6.6′) caracterizat printr-o rezistență R înseriată cu o inductivitate L importantă, astfel încît curentul ce-l străbate este practic constant (în continuare îl vom considera pentru simplificare riguros constant) și se admite variația prin salt a curentului prin ventil. Astfel, dincolo de timpul $t = t_1$, $u_{f1} > u_{f3}$, ventilul 1 intră în conducție și preia prin salt curentul ventilului 5 încît închiderea circuitului receptorului se face în continuare prin intermediul ventilelor 1, 6, la timpul t_2 circulația curentului se stabilește pe calea ventilelor 1, 2 ș.a.m.d. În figura 6.7′ s-a reprezentat prin dreptunghiurile $ABCD$, $EFGH$ curentul i_{f1}, etc.

Fiind vorba de redresarea ambelor alternanțe, valoarea medie a tensiunii continue U_{med}, este dublă față de redresorul cu trei pulsuri. Cum durata conducției unui ventil $T = \frac{2\pi}{3}$,

$$U_{med} = 2\frac{1}{T}\int_0^T u_f(x)\mathrm{d}x \cong 2\frac{3}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{3}}^{+\frac{\pi}{3}} U_f\sqrt{2}\cos x\mathrm{d}x = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}U_f \qquad (6.15')$$

Dar la timpul $t = t_1$, curentul prin înfășurarea (3) legată la ventilul 5 nu poate să dispară brusc și nici curentul prin înfășurarea (1) în legătură cu ventilul 1 să crească brusc, astfel încît să fie îndeplinită condiția de curent constant prin receptor și ca urmare un interval de timp vor conduce ambele ventile. Timpul cît ventilele 1, 5 participă simultan la trecerea curentului continuu, se numește *timp de comutație* T_k sau *timp de suprapunere*. Se poate imagina că peste curenții idealizați reprezentați de formă dreptunghiulară, se suprapune în timpul de comutație un curent determinat de scurtcircuitarea înfășurărilor (1), (3). El se modifică după o lege condiționată de parametrii pe care îi prezintă mașina sincronă la scurtcircuit bifazat și determină scăderea lui i_{f3} și creșterea lui i_{f1}. Cînd i_{f3} a devenit nul, la timpul t_1', ventilul 5 iese din conducție, i_{f1} a atins valoarea constantă dată și procesul de comutație încetează. Curbele de variație ale curenților de fază, obțin formele reprezentate hașurat în figura 6.7′.

Tensiunea continuă nefiltrată (fig. 6.7′) în timpul de comutație $T_k = t_1t_1'$ nu mai urmează curba lui u_{f1} și se determină (tot în primă aproximație) ca semisumă a tensiunilor de fază u_{f1}, u_{f3} (căderile de tensiune pe fazele (1), (3) provocate de curentul de circulație fiind egale și de semn contrar). Efectuînd calculele ca mai sus pe intervalul $T = t_1t_3 = \frac{2\pi}{3}$ și ținînd cont de curba de variație a lui $u_f(x)$ reprezentată îngroșat se obține

$$U_{med} = 2\frac{1}{T}\int_0^T u_f(x)\mathrm{d}x \cong \frac{3\sqrt{6}}{\pi}\,\frac{1}{2}\,(1 + \cos T_k)U_f \qquad (6.16')$$

În consecinţă, valoarea medie a tensiunii continue este mai mică decît cea dată de (6.15′) cu atît mai mică cu cît T_k este mai mare (cu cît curentul prin receptor este mai mare).

Cu creşterea curentului continuu redresat, durata de comutaţie creşte, curbele reprezentate haşurat îşi modifică forma şi în consecinţă se modifică şi conţinutul în armonici. De asemenea, ca urmare a stabilirii procesului de comutaţie din intervalul T_k, armonicile fundamentale ale lui i_{f1}, u_{f1} nu mai sînt sinfazice şi generatorul sincron apare din punctul de vedere al armonicilor fundamentale ca şi cum ar debita peste un receptor inductiv ($\cos\varphi_1 \neq 1$).

Cum rezultă din curbele din fig. 6.7′, trasate în ipotezele simplificatoare arătate, curenţii înfăşurărilor de fază ale alternatorului, se modifică periodic în timp, sînt decalaţi în timp cu $\frac{2\pi}{3}$ rad.el. şi se abat sensibil de la o variaţie sinusoidală.

Studiul comportării maşinii sincrone în acest regim periodic nesinusoidal, se realizează prin descompunerea tuturor mărimilor ce intervin (curenţi, tensiuni, fluxuri etc.) în sume de termeni sinusoidali. Analiza curbelor curenţilor de fază din fig. 6.7′ arată că alături de fundamentale există armonici superioare de ordin impar. Avînd în vedere că armonicile de ordinul 3 şi multiplul de 3 nu se pot stabili, înfăşurarea indusului fiind în conexiune stea, rezultă că armonicile superioare ce intră în discuţie sînt de ordinul $\nu = 6K \pm 1$.

În consecinţă, regimul real de funcţionare a alternatorului poate fi privit ca suprapunerea unui *regim sincron* (condiţionat de armonicile fundamentale) şi unui *regim de armonici*.

Pentru o valoare a curentului de sarcină de pe partea de curent continuu, se cunoaşte aproximativ şi forma curenţilor de fază (rămîn de precizat curbele în timpul de comutaţie T_k) şi prin descompunere în serie Fourier sînt separate armonicile fundamentale ce condiţionează regimul sincron. Acestea determină un cîmp de reacţie al indusului ce roteşte sincron cu rotorul şi care interacţionează cu cîmpul inductor cum se cunoaşte (§ 6.3). Ecuaţiile de tensiuni şi diagramele fazoriale pentru armonicile fundamentale sînt cele prezentate în § 6.2. Înfăşurările D, Q nu au nici-o contribuţie în regimul sincron.

Regimul de armonici este condiţionat de armonicile superioare ale curenţilor statorici, care creează cîmpuri magnetice învîrtitoare faţă de rotor cu viteza unghiulară $(1 \pm 6K)\Omega_1 - \Omega_1 = \pm 6K\Omega_1$. Faţă de aceste armonici, statorul este inductorul unei maşini sincrone iar rotorul are rolul indusului, în înfăşurările căruia apar tensiuni de pulsaţie $6K\omega_1$. Presupunînd ca mai sus, sistemul înfăşurărilor D, Q echivalent cu o colivie simetrică, rotorul apare faţă de aceste armonici superioare cu un indus în scurtcircuit. Cum reacţia de indus este (§ 6.7.1) demagnetizantă, cîmpurile rezultante în întrefier, învîrtitoare cu viteza unghiulară $(1 \pm 6K)\Omega_1$ rezultă ca la orice scurtcircuit de valoare redusă, cu atît mai redusă cu cît reactanţa de dispersie şi rezistenţa înfăşurării indusului sînt mai mici.

Curenţii ce se stabilesc în înfăşurările rotorice D, Q, E sînt astfel, încît să determine o solenaţie practic egală şi de semn contrar cu solenaţia inductorului. Cu cît înfăşurările D, Q din imediata vecinătate a întrefierului, prezintă o rezistenţă mai mică şi sînt mai strîns cuplate magnetic cu înfăşurările statorice, cu atît cîmpurile rezultante de pulsaţie $\pm 6K\omega_1$ din rotor sînt mai mici şi contribuţia înfăşurării de excitaţie E, mai redusă.

Din analiza calitativă de mai sus se desprind următoarele concluzii:

1. Regimul nesinusoidal poate fi analizat în aspectele lui principale, considerîndu-l descompus într-un regim sinusoidal de frecvenţă de bază şi un regim de armonici.

2. Studiul pentru armonicile fundamentale se desfăşoară conform § 6.2 şi § 6.3 şi tensiunea de fază armonică fundamentală depinde de mărimea excitaţiei, curentul de sarcină şi reactanţele sincrone ale maşinii. Observăm că la considerarea perioadei de comutaţie T_k trebuie avut în vedere $\cos\varphi_1 \neq 1$.

3. Studiul pentru armonicile superioare se face considerînd inductorul plasat în stator iar indusul în scurtcircuit şi reprezentat în principal prin sistemul înfăşurărilor D, Q. Cîmpurile magnetice ce rotesc cu viteza $(1 \pm 6K)\Omega_1$ sînt reduse prin acţiunea înfăşurărilor rotorice ale maşinii, practic la nişte cîmpuri de dispersie. În consecinţă, t.e.m. induse în stator de pulsaţie $\nu\omega_1$ sînt de valori reduse, au dimensiunile unor t.e.m. de dispersie şi ipoteza considerată a variaţiei sinusoidale a tensiunilor de fază este justificată (în consideraţiile noastre calitative) în condiţiile unor înfăşurări amortizoare D, Q puternice. Trebuie reţinut totuşi că în realitate, valorile momentane ale tensiunilor de fază, sumă a tuturor t.e.m. atît de frecvenţă f cît şi νf, sînt nesinusoidale.

4. Faptul că în ipotezele adoptate practic cîmpurile magnetice de armonică superioară nu pătrund în miezurile feromagnetice ale statorului şi rotorului, acestea nu provoacă o modificare notabilă a pierderilor în fier faţă de cele din regimul sinusoidal determinat de armonicile fundamentale. Din aceleaşi motive solicitarea magnetică a maşinii este condiţionată în cazul real tot de regimul sinusoidal de frecvenţă de bază.

5. Față de regimul sinusoidal, funcționarea împreună cu redresorul a alternatorului, determină apariția unor pierderi suplimentare, care se concentrează în principal în înfășurările statorice și de amortizare D, Q precum și înfășurarea E, provocate de curenții de pulsație $(6K \pm 1)\omega_1$ respectiv $6K\omega_1$.

6. În situația în care diodele din fig. 6.6′ sînt înlocuite cu tiristoare, mărimea tensiunii redresate poate fi stabilită pe lîngă variația curentului de excitație, prin modificarea unghiului de aprindere al tiristoarelor. Desigur, conținutul de armonici din curbele curenților și tensiunilor de fază se modifică, se schimbă de asemenea cos φ_1 corespunzător armonicilor fundamentale.

Ipotezele de calcul admise în acest paragraf, au permis simplificarea substanțială a studiului și evidențierea unor concluzii cu caracter general. În practică, în vederea reducerii erorilor de calcul, este necesară stabilirea cît mai aproape de realitate a modului de variație în timp a tensiunilor și curenților de fază. Pentru aceasta este necesar ca toți parametrii mașinii sincrone, instalației redresoare și sarcinii, să fie bine precizați. Relațiile de calcul devin voluminoase și pentru rezolvare se face de regulă apel la calculator.

Dacă mașina sincronă este cu poli aparenți, trebuie considerată asimetria magnetică, contribuția înfășurării de excitație în studiul regimului armonicilor superioare iar dacă rotorul este masiv trebuie avută în vedere problema pătrunderii cîmpului electromagnetic al armonicilor superioare în miez, a pierderilor suplimentare corespunzătoare care se dezvoltă, etc.

6.11. PROCESE TRANZITORII ÎN MAȘINA SINCRONĂ

Studiul proceselor tranzitorii în mașinile sincrone întîmpină dificultăți serioase, ca urmare a asimetriei magnetice și electrice a rotorului. În momentul perturbării regimului stabil de funcționare, apar atît componente alternative, cît și componente practic aperiodice ale curenților înfășurărilor mașinii, ce tind să păstreze neschimbate fluxurile înfășurărilor (la timpul $t = 0$, înfășurările mașinii se comportă ca circuite supraconductoare).

Ca urmare a stabilirii curenților tranzitorii prin înfășurări, configurația cîmpului magnetic în mașină în momentele ulterioare perturbării regimului stabil, se modifică și corespunzător se schimbă și parametrii mașinii.

În scopul evitării complicațiilor de calcul, studiul proceselor tranzitorii în cazul general se face prin intermediul teoriei celor două axe[1], cu o precizie suficientă pentru practică (ipotezele simplificatoare admise în cadrul teoriei celor două axe, nu modifică sensibil rezultatele urmărite). Se neglijează de asemenea pierderile în fier.

6.11.1. ECUAȚIILE MAȘINII SINCRONE ÎN REGIM TRANZITORIU

Se presupune că în rotor în afară de înfășurarea de excitație E, în axele d și q sînt plasate respectiv înfășurările de amortizare D și Q. Pentru simplificarea scrierii ecuațiilor (2.99) ca urmare a introducerii înfășurărilor suplimentare D și Q, pentru curenții, tensiunile, fluxurile, rezistențele și inductivitățile înfășurărilor rotorice de excitație E, de amortizare D și amortizare Q, se vor introduce respectiv indicii E, D, Q. Schema electrică din fig. 2.50, pentru mașina sincronă obține forma din fig. 6.35.

---

1 A se vedea și [2 II], [3], [5], [6], [9 IV], [13], [18], [19].

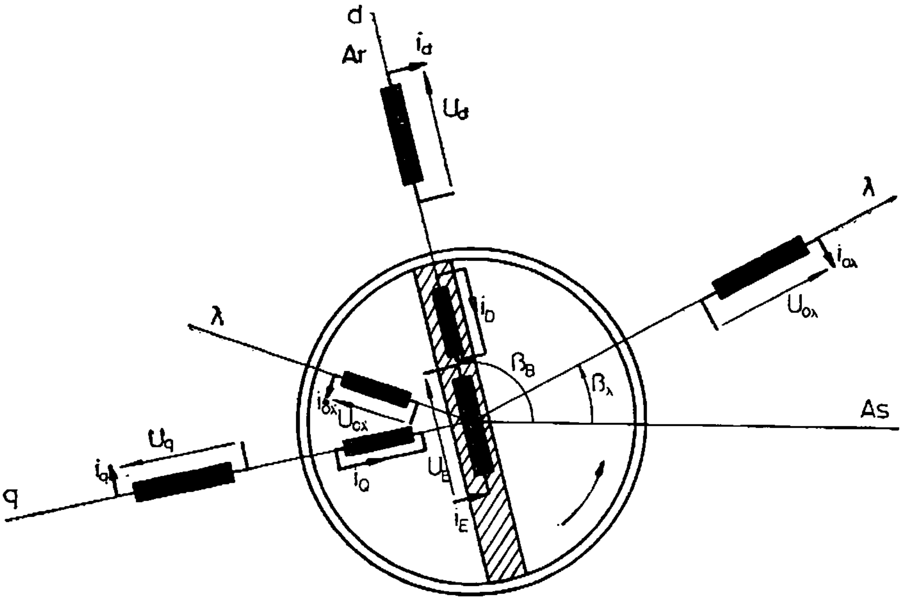


Fig. 6.35. Schema electrică a maşinii sincrone în teoria celor două axe.

În cele ce urmează se consideră absente componentele de succesiune nulă ale curenţilor statorici (în procesele tranzitorii în care intervin, efectul lor poate fi considerat separat) şi se presupune constantă viteza unghiulară a rotorului.

În aceste ipoteze ecuaţiile de tensiuni (2.99) la asocierea sensurilor pozitive pentru curenţii şi tensiunile tuturor înfăşurărilor maşinii corespunzător receptorului, devin

$$
\begin{aligned}
u_d &= R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega\psi_q \\
u_q &= R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega\psi_d \\
u_E &= R_E i_E + \frac{d\psi_E}{dt} \\
u_D &= R_D i_D + \frac{d\psi_D}{dt} \\
u_Q &= R_Q i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt}
\end{aligned}
\tag{6.60}
$$

în care procedînd ca în § 2.6.3.1.

$$\psi_d = L_d i_d + L_{AEh} i_E + L_{ADh} i_D$$

$$\psi_q = L_q i_q + L_{AQh}\, i_Q$$

$$\psi_E = L_E i_E + \frac{3}{2} L_{AEh} i_d + L_{DE} i_D \qquad (6.61)$$

$$\psi_D = L_D i_D + \frac{3}{2} L_{ADh} i_d + L_{ED} i_E$$

$$\psi_Q = L_Q i_Q + \frac{3}{2} L_{AQh} i_q$$

Inductivitățile L_{ADh}, L_{AQh}, au aceeași semnificație ca și la L_{AEh}.

Se observă că sistemul de ecuații pentru fluxuri este nereciproc: inductivitățile mutuale dintre înfășurările indusului pe de o parte și rotorului pe de altă parte, nu sînt egale. Introducînd notațiile

$$\frac{3}{2} L_{AEh} = L_{dE}, \ \frac{3}{2} L_{ADh} = L_{dD}, \ \frac{3}{2} L_{AQh} = L_{qQ}, \ \frac{3}{2} L_E = L'_E,$$

$$\frac{3}{2} L_{DE} = \frac{3}{2} L_{ED} = L'_{DE}, \ \frac{3}{2} L_D = L'_D, \ \frac{3}{2} L_Q = L'_Q \qquad (6.62)$$

și noile variabile $\frac{2}{3} i_E = i'_E$, $\frac{2}{3} i_D = i'_D$, $\frac{2}{3} i_Q = i'_Q$

se obține

$$\begin{aligned} \psi_d &= L_d i_d + L_{dE} i'_E + L_{dD} i'_D \\ \psi_q &= L_q i_q + L_{qQ} i'_Q \\ \psi_E &= L'_E i'_E + L_{dE} i_d + L'_{DE} i'_D \\ \psi_D &= L'_D i'_D + L_{dD} i_d + L'_{DE} i'_E \\ \psi_Q &= L'_Q i'_Q + L_{qQ} i_q \end{aligned} \qquad (6.63)$$

un sistem reciproc de ecuații.

Notînd și

$$\frac{3}{2} R_E = R'_E, \ \frac{3}{2} R_D = R'_D, \ \frac{3}{2} R_Q = R'_Q \qquad (6.64)$$

ecuațiile (6.60) devin

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega\psi_q & u_D &= 0 = R'_D i'_D + \frac{d\psi_D}{dt} \\ u_q &= R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega\psi_d & u_Q &= 0 = R'_Q i'_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} \\ u_E &= R'_E i'_E + \frac{d\psi_E}{dt} \end{aligned} \qquad (6.65)$$

În (6.65) s-a considerat $u_D = u_Q = 0$, întrucît înfășurările de amortizare sînt scurtcircuitate.

În cele ce urmează se va opera cu ecuaţiile (6.65). în care fluxurile sînt date de (6.63). Pentru a nu complica scrierea se va renunţa la indicele (') dar se va reţine că valorile reale ale curenţilor rotorici, inductivităţilor şi rezistenţelor sînt date de ecuaţiile (6.62), (6.64).

Considerînd ω = ct, sistemul de ecuaţii (6.65) în formă operaţională devine

$$
\begin{aligned}
\bar{u}_d &= R_s\bar{i}_d + p[\bar{\psi}_d - \psi_d(0)] - \omega\bar{\psi}_q \\
\bar{u}_q &= R_s\bar{i}_q + p[\bar{\psi}_q - \psi_q(0)] + \omega\bar{\psi}_d \\
\bar{u}_E &= R_E\bar{i}_E + p[\bar{\psi}_E - \psi_E(0)] \\
0 &= R_D\bar{i}_D + p[\bar{\psi}_D - \psi_D(0)] \\
0 &= R_Q\bar{i}_Q + p[\bar{\psi}_Q - \psi_Q(0)]
\end{aligned} \tag{6.66}
$$

în care

$$\bar{\psi}_d = L_d\bar{i}_d + L_{DE}\bar{i}_E + L_{dD}\bar{i}_D$$

ş.a.m.d. conform (6.63).

Intruducînd în ecuaţiile de tensiuni ale înfăşurărilor E, D fluxurile în funcţie de curenţi, se obţine

$$
\begin{aligned}
0 &= R_D\bar{i}_D + p(L_{dD}\bar{i}_d + L_{ED}\bar{i}_E + L_D\bar{i}_D) - p\psi_D(0) \\
\bar{u}_E &= R_E\bar{i}_E + p(L_{dE}\bar{i}_d + L_E\bar{i}_E + L_{DE}\bar{i}_D) - p\psi_E(0)
\end{aligned} \tag{6.67}
$$

Rezolvînd sistemul ecuaţiilor (6.67) în raport cu $\bar{i}_E$, $\bar{i}_D$ şi înlocuind valorile găsite în expresia lui $\bar{\psi}_d$, se obţine

$$\bar{\psi}_d = l_d(p)\bar{i}_d + [\bar{u}_E + p\psi_E(0)]\; g_E(p) + p\psi_D(0)\; g_D(p) \tag{6.68}$$

în care

$$l_d(p) = L_d - \frac{p^2(L_{Ed}^2L_D + L_{Dd}^2L_E - 2L_{Ed}L_{Dd}L_{ED}) + p(R_DL_{Ed}^2 + R_EL_{Dd}^2)}{p^2(L_EL_D - L_{DE}^2) + p(L_ER_D + L_DR_E) + R_ER_D} \tag{6.69}$$

$$g_E(p) = \frac{p(L_{Ed}L_D - L_{Dd}L_{DE}) + L_{Ed}R_D}{N}; \quad g_D(p) = \frac{p(L_{Dd}L_E - L_{Ed}L_{ED}) + L_{Dd}R_E}{N}$$

$$N = p^2(L_EL_D - L_{DE}^2) + p(L_ER_D + L_DR_E) + R_ER_D$$

Procedînd analog pentru axa q, rezultă

$$\bar{\psi}_q = l_q(p)\bar{i}_q + p\psi_Q(0)g_Q(p) \tag{6.70}$$

unde $l_q(p)$, $g_Q(p)$ obţin forme asemănătoare celor de mai sus.

Coeficienţii $l_d(p)$, $l_q(p)$ de legătură între imaginile fluxurilor $\bar{\psi}_d$, $\bar{\psi}_q$ şi curenţilor $\bar{i}_d$, $\bar{i}_q$, se numesc *inductivităţi operaţionale* respectiv *longitudinale* şi *transversale*.

Dacă se presupun cunoscute tensiunile $\bar{u}_d$, $\bar{u}_q$, $\bar{u}_E$, primele două ecuații din (6.66) împreună cu ecuațiile (6.68), (6.70) permit determinarea curenților $\bar{i}_d$, $\bar{i}_q$. Din ecuațiile (6.67) se obțin în continuare curenții $\bar{i}_E$, $\bar{i}_D$ iar din ecuația de tensiuni pentru înfășurarea Q din (6.66), curentul $\bar{i}_Q$.

6.11.2. SCURTCIRCUITUL BRUSC AL MAȘINII SINCRONE

Ca aplicație se studiază procesul de scurtcircuit brusc, care prezintă un interes particular, întrucît în înfășurările mașinii se stabilesc curenți tranzitorii, ce depășesc de multe ori valorile nominale și solicită puternic din punct de vedere electrodinamic și termic mașina.

Se consideră că în timpul scurtcircuitului nu intervine forțarea excitației (u_E = ct) și că turația mașinii se păstrează constantă.

Pentru a elimina din ecuații mărimile de la $t = 0$ și simplifica pe această bază calculele, se utilizează principiul superpoziției : în locul scurtcircuitului se presupune că se aplică tensiunile statorice $-u_{d0}$, $-u_{q0}$, unde u_{d0}, u_{q0} sînt tensiunile existente pînă în momentul s.c. și că mașina nu este excitată ($u_E = \psi_E(0) = \psi_D(0) = 0$). În consecință

$$\bar{\psi}_d = l_d(p)\bar{i}_d, \quad \bar{\psi}_q = l_q(p)\bar{i}_q \tag{6.71}$$

și ecuațiile de tensiuni pentru circuitul statoric capătă forma

$$-u_{d0} = [R_s + pl_d(p)]\bar{i}_d - \omega l_q(p)\bar{i}_q$$

$$-u_{q0} = \omega l_d(p)\bar{i}_d + [R_s + pl_q(p)]\bar{i}_q$$

Pentru imaginile curenților din cele două axe, se obțin expresiile

$$\begin{aligned} \bar{i}_d &= \frac{-u_{d0}[R_s + pl_q(p)] - u_{q0}\omega l_q(p)}{[R_s + pl_d(p)]\,[R_s + pl_q(p)] + \omega^2 l_d(p) l_q(p)} \\ \bar{i}_q &= \frac{u_{d0}\omega l_d(p) - u_{q0}[R_s + pl_d(p)]}{[R_s + pl_d(p)]\,[R_s + pl_q(p)] + \omega^2 l_d(p) l_q(p)} \end{aligned} \tag{6.72}$$

Dacă în (6.69) se neglijează R_D, R_E se obține

$$l_d(p) = L_d - \frac{L_{Ed}^2 L_D + L_{Dd}^2 L_E - 2L_{Ed}L_{Dd}L_{ED}}{L_E L_D - L_{ED}^2} = L_d'' \tag{6.73}$$

Aceeași valoare L_d'' se obține și dacă în (6.69) se introduce $p = \infty$. Inductivitatea L_d'' determinată cu neglijarea tuturor rezistențelor rotorice, reprezintă deci valoarea inductivității longitudinale sincrone a mașinii în primul moment al procesului tranzitoriu (la $t = 0$) și se numește *inductivitatea sincronă supratranzitorie longitudinală*.

Se introduc în (6.69) coeficienții mutuali de dispersie

$$\sigma_{dE} = 1 - \frac{L_{Ed}^2}{L_E L_D}, \quad \sigma_{dD} = 1 - \frac{L_{dD}^2}{L_d L_D}, \quad \sigma_{ED} = 1 - \frac{L_{ED}^2}{L_E L_D} \tag{6.74}$$

şi constantele de timp $T_E = \frac{L_E}{R_E}$, $T_D = \frac{L_D}{R_D}$ ale înfăşurărilor rotorice (înfăşurările statorice fiind deschise). Luînd în considerare şi (6.73) după calcule se obţine

$$l_d(p) = L_d \frac{1 + p(\sigma_{Ed}T_E + \sigma_{Dd}T_D) + p^2 \frac{L_d''}{L_d} \sigma_{ED}T_E T_D}{1 + p(T_E + T_D) + p^2 \sigma_{ED} T_E T_D} \tag{6.75}$$

Pentru simplificarea calculelor se observă următoarele în legătură cu modul de amortizare al componentelor tranzitorii periodice şi aperiodice, ce se presupun stabilite în înfăşurările maşinii.

Cum rezultă din (2.107) componentelor simetrice de frecvenţă fundamentală ale curenţilor înfăşurărilor statorice, le corespund componente aperiodice ale curenţilor din înfăşurările echivalente ale statorului plasate în axele d şi q şi solidare cu rotorul. Ca urmare, din condiţia de flux constant pentru toate înfăşurările maşinii reale, în înfăşurările rotorice la modificarea bruscă a componentelor de frecvenţă fundamentală a curenţilor statorici, se stabilesc componente aperiodice ale curenţilor. Reciproc, componentelor tranzitorii aperiodice ale curenţilor înfăşurărilor statorice reale ale maşinii, le corespund componente periodice de frecvenţă fundamentală în curenţii înfăşurărilor rotorice. Un studiu mai atent arată că prezenţa curenţilor periodici în înfăşurările rotorice, provoacă şi apariţia unor componente de frecvenţă dublă ale curenţilor înfăşurărilor statorice reale.

Cum se ştie, amortizarea curenţilor este în principal condiţionată de rezistenţele înfăşurărilor în care se stabilesc componente aperiodice. În consecinţă la determinarea constantelor de amortizare ale componentelor de frecvenţă de bază din curenţii statorici se poate considera $R_s = 0$, iar pentru calculul constantei de timp corespunzătoare componentei aperiodice (eventual şi de frecvenţă dublă) a curentului statoric, se poate lua $R_E = R_D = 0$.

Fără a face o eroare prea mare se pot calcula curenţii din (6.72) considerînd $R_s = 0$. Ecuaţiile devin

$$\bar{i}_d = -\frac{pu_{d0} + \omega u_{q0}}{(p^2 + \omega^2) l_d(p)}, \quad \bar{i}_q = \frac{-pu_{q0} + \omega u_{d0}}{(p^2 + \omega^2) l_q(p)} \tag{6.76}$$

Coeficientul $\frac{1}{l_d(p)}$ din (6.76) ţinînd cont de (6.75) poate fi pus şi sub forma

$$\frac{1}{l_d(p)} = \frac{1}{L_d} \frac{(p - \alpha_{d1})(p - \alpha_{d2})}{(p - \beta_{d1})(p - \beta_{d2})} \tag{6.77}$$

unde α_{d_1}, α_{d_2} şi β_{d_1}, β_{d2} sînt respectiv rădăcinile polinoamelor de la numitorul respectiv numărătorul ecuaţiei (6.75). Notînd

$$L_d' = L_d'' \frac{\beta_{d2} - \beta_{d1}}{\alpha_{d1} + \alpha_{d2} - \beta_{d1}\left(1 + \frac{L_d''}{L_d}\right)} \tag{6.78}$$

se obţine

$$\frac{1}{l_d(p)} = \frac{1}{L_d} + \left(\frac{1}{L_d'} - \frac{1}{L_d}\right) \frac{p}{p - \beta_{d1}} + \left(\frac{1}{L_d''} - \frac{1}{L_d'}\right) \frac{p}{p - \beta_{d2}} \tag{6.79}$$

Procedînd analog se obțin

$$\frac{1}{l_q(p)} = \frac{1}{L_q} + \left(\frac{1}{L_q''} - \frac{1}{L_q}\right)\frac{p}{p-\beta_q} \tag{6.80}$$

unde L_q'', β_q au aceeași semnificație dar cuprind parametrii corespunzători axei q.

Dacă anterior scurtcircuitului mașina sincronă funcționează la mersul în gol, conform (2.96) fazorul reprezentativ $\underline{u}_{s0}$ al tensiunii la borne, este de forma $\underline{u}_{s0} = j\omega\underline{\psi}_{s0}$ și $i_{d0} = i_{q0} = 0$. Cum la mersul în gol fluxul $\underline{\psi}_{s0}$ este produs doar de înfășurarea de excitație, în sistemul de axe solidar cu rotorul $\underline{\psi}_{s0} = \psi_{s0}$, prin urmare $\underline{u}_{s0} = j\omega\psi_{s0} = jU_{eE}\sqrt{2}$ și $u_{d0} = 0$, $u_{q0} = U_{eE}\sqrt{2}$.

Conform (6.76) se obțin

$$\bar{i}_d = \frac{-\omega\sqrt{2}U_{eE}}{(p^2+\omega^2)l_d(p)}, \quad \bar{i}_q = \frac{-p\sqrt{2}U_{eE}}{(p^2+\omega^2)l_q(p)} \tag{6.81}$$

Variația în raport cu timpul a curenților i_d, i_q se determină prin intermediul teoremei înfășurării, potrivit căreia dacă pentru o funcție de forma $\varphi(p) = \frac{1}{p}\varphi_1(p)\varphi_2(p)$ se cunosc originalele $\varphi_1(t)$, $\varphi_2(t)$, este adevărată relația

$$\varphi(t) = \int_0^t \varphi_1(t-z)\varphi_2(z)dz \tag{6.82}$$

Curentul $\bar{i}_d$ se poate scrie și sub forma

$$\bar{i}_d = -\sqrt{2}U_{eE}\frac{1}{p}\frac{p\omega}{p^2+\omega^2}\frac{1}{l_d(p)} = -\sqrt{2}U_{eE}\frac{1}{p}\varphi_1(p)\,\varphi_2(p)$$

unde $\varphi_1(p) = \frac{p\omega}{p^2+\omega^2}$, $\varphi_2(p) = \frac{1}{l_d(p)}$

Funcția original $\varphi_1(t)$ se obține din tabele iar $\varphi_2(t)$ în baza relației (6.79). Avem

$$\varphi_1(t) = \sin\omega t,\ \varphi_2(t) = \frac{1}{L_d(t)} = \frac{1}{L_d} + \left(\frac{1}{L_d'} - \frac{1}{L_d}\right)e^{\beta_{d_1}t} + \left(\frac{1}{L_d''} - \frac{1}{L_d'}\right)e^{\beta_{d_2}t}$$

Aplicînd (6.82) se obține

$$i_d(t) = -\sqrt{2}U_{eE}\int_0^t\left[\frac{1}{L_d} + \left(\frac{1}{L_d'} - \frac{1}{L_d}\right)e^{\beta_{d_1}z} + \left(\frac{1}{L_d''} - \frac{1}{L_d'}\right)e^{\beta_{d_2}z}\right]\cdot\sin\omega(t-z)dz. \tag{6.83}$$

Analog

$$i_q(t) = -\sqrt{2}U_{eE}\int_0^t\left[\frac{1}{L_q} + \left(\frac{1}{L_q''} - \frac{1}{L_q}\right)e^{\beta_q z}\right]\cdot\cos\omega(t-z)dz \tag{6.84}$$

Efectuînd integralele din (6.83), (6.84) şi neglijînd termenii în care intervin sub formă de produs coeficienţii β_{d_1}, β_{d_2}, β_q, de valori reduse în general, se obţine pentru curentul fazei statorice A conform (2.108)

$$i_A(t) = i_d(t)\cos(\omega + \beta_0) - i_q(t)\sin(\omega t + \beta_0) = -\sqrt{2}U_{eE}\left\{\left[\frac{1}{X_d} + \right.\right.$$

$$+\left(\frac{1}{X_d'} - \frac{1}{X_d}\right)e^{-\frac{t}{T_d'}} + \left(\frac{1}{X_d''} - \frac{1}{X_d'}\right)e^{-\frac{t}{T_d''}}\Bigg]\cos(\omega t + \beta_0) - \frac{1}{2}\left(\frac{1}{X_d''} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{X_q''}\right)e^{-\frac{t}{T_a}}\cos\beta_0 - \frac{1}{2}\left(\frac{1}{X_d''} - \frac{1}{X_q''}\right)e^{-\frac{t}{T_a}}\cos(2\omega t + \beta_0)\Bigg\} \qquad (6.85)$$

unde s-au notat $\omega L_d'' = X_d''$, $\omega L_d' = X_d'$, $\omega L_d = X_d$ respectiv *reactanţele sincrone longitudinale, supratranzitorie* (de la $t = 0$), *tranzitorie* şi *de durată*; $\omega L_q'' = X_q''$ $\omega L_q = X_q$ — *reactanţele sincrone transversale, supratranzitorie* şi *de durată.*

Trebuie subliniat aici că principial este greşit punctul de vedere frecvent întîlnit în literatură, potrivit căruia inductivitatea L_d' (la altă scară reactanţa X_d') se stabileşte la dispariţia curentului din înfăşurarea de amortizare, întrucît curenţii tranzitorii din înfăşurările E, D, strîns cuplate magnetic, se amortizează simultan, cu aceleaşi constante de timp. În baza relaţiei (6.75) se poate scrie

$$L_d(t) = L_d(1 - A_{d_1}e^{\alpha_{d_1}t} - A_{d_2}e^{\alpha_{d_2}t}),$$

unde

$$\alpha_{d_1} \cong -\frac{1}{T_E + T_D} = -\frac{1}{T_h},\quad \alpha_{d_2} \cong -\frac{T_E + T_D}{\sigma_{ED}T_ET_D} = -\frac{1}{T_\sigma}$$

Rezultă că inductivitatea sincronă longitudinală a maşinii, creşte în primele momente rapid (cu constanta de timp redusă T_σ) pînă ce cîmpul învîrtitor de reacţie al statorului, pătrunde în rotor în spaţiul cîmpurilor de dispersie dintre înfăşurările E, D şi în continuare mult mai încet (cu constanta de timp T_h) cînd liniile cîmpului de reacţie pătrund (pe măsura amortizării curenţilor tranzitorii ai înfăşurărilor E, D) în miezul feromagnetic rotoric. Dar conform expresiei $\varphi_2(t) = \frac{1}{L_d(t)}$, valoarea spre care tinde rapid $L_d(t)$ este L_d' dacă se consideră β_{d_1} suficient de mic faţă de β_{d_2}, astfel ca în intervalul redus de timp cît dispare termenul $\left(\frac{1}{L_d''} - \frac{1}{L_d'}\right)e^{\beta_{d_2}t}$ să se poată considera $e^{\beta_{d_1}t} \cong 1$.

Din cele prezentate rezultă că valoarea L_d' a inductivităţii sincrone longitudinale (şi reactanţa sincronă X_d') se obţine la scurt timp după scurtcircuit şi corespunde cazului cînd cîmpul de reacţie statoric a pătruns doar parţial în rotor (nu înlănţuie înfăşurările E, D).

Se analizează expresia (6.85) obţinută pentru curentul de s.c. statoric.

Componenta periodică de frecvenţă fundamentală, prezintă o *componentă permanentă* de valoare efectivă $\frac{U_{eE}}{X_d}$, o componentă de valoare efec-

tivă $U_{eE}\left(\frac{1}{X'_d}-\frac{1}{X_d}\right)e^{-\frac{t}{T'_d}}$, numită *componenta tranzitorie* a curentului de s.c. ce se amortizează cu *constanta tranzitorie de timp* $T'_d = -\frac{1}{\beta_{a_1}}$ și o componentă de valoare efectivă $U_{eE}\left(\frac{1}{X''_d}-\frac{1}{X'_d}\right)e^{-\frac{t}{T''_d}}$ numită *componenta supratranzitorie* a curentului de s.c. amortizată cu *constanta supratranzitorie de timp* $T''_q = -\frac{1}{\beta_{a_2}}$.

Mărimea *componentei aperiodice* la $t = 0$, este condiționată de reactanțele supratranzitorii din cele două axe și de momentul conectării. *Componenta de frecvență dublă*, poate rezulta importantă la mașinile cu amortizare incompletă. La mașinile prevăzute cu înfășurări de amortizare în ambele axe, X''_d, X''_q sînt apropiate și ca urmare valoarea acestei componente se reduce sensibil.

Constanta de timp T_a introdusă în (6.85), de amortizare a componentelor aperiodică și de frecvență dublă se determină considerînd în expresia de la numitorul ecuațiilor (6.72), $R_E = R_D = 0$. Se obține ecuația

$$(R_s + pL''_d)(R_s + pL''_q) + \omega^2 L''_d L''_q = 0 \qquad (6.87)$$

Inversul părții reale luat cu semn schimbat al rădăcinilor complex conjugate ale ecuației (6.87), reprezintă constanta de timp căutată

$$T_a = \frac{2L''_d L''_q}{L''_d + L''_q} \cdot \frac{1}{R_s} \qquad (6.88)$$

Pe această bază, toate mărimile din expresia curentului de s.c. statoric, sînt precizate.

Dacă în momentul conectării în s.c. $\beta_0 = \frac{\pi}{2}$, apar în curentul fazei doar componentele periodice de frecvență de bază și de frecvență dublă. Pentru aprecierea calitativă a șocului de curent, se consideră că mașina prezintă înfășurări amortizoare astfel ca $X''_d = X''_q$ și în consecință curentul de frecvență dublă se neglijează. Amplitudinea maximă a curentului de s.c., dacă se neglijează amortizarea, este în acest caz

$$I''_{max} = \frac{\sqrt{2}U_{eE}}{X''_d} \qquad (6.89)$$

și se atinge la timpul $t = \frac{T}{4}$ (unde T — perioada oscilațiilor armonicii fundamentale). Dacă se raportează valoarea (6.89) la amplitudinea I_{max} a curentului de s.c. stabilizat, se obține $I''_{max} = \frac{X_d}{X''_d} I_{max}$. Cum de regulă $X''_d \ll X_d$, curentul de s.c. brusc, depășește de multe ori curentul scurtcircuitului stabilizat.

Dacă în momentul conectării $\beta_0 = 0$ și se neglijează amortizarea, *în ipoteza admisă* $X''_d = X''_q$, amplitudinea componentei aperiodice este egală cu

cea dată de (6.89) şi teoretic amplitudinea curentului maxim poate lua valoarea $2I''_{max}$ ce se atinge la $t = \frac{T}{2}$. (S-a subliniat ipoteza admisă, întrucît ea nu este considerată în multe lucrări ce tratează procesele tranzitorii şi nici în normele în vigoare ce precizează condiţiile de încercare ale maşinilor sincrone şi care admit fără restricţii egalitatea la $t = 0$ a componentei periodice de frecvenţă fundamentală şi aperiodice. Corect este cum rezultă din (6.85) să se considere la $t = 0$ egalitatea dintre componenta periodică fundamentală şi suma componentelor aperiodică şi de frecvenţă dublă). În realitate în intervalul $\left(0, \frac{T}{2}\right)$ componentele curentului statoric se amortizează întrucîtva, încît practic se consideră că amplitudinea maximă poate atinge valoarea $(1{,}8 \div 1{,}9)I''_{max}$.

Conectarea la $\beta_0 \neq \frac{\pi}{2}$, are ca urmare creşterea curenţilor de s.c. ce străbat înfăşurarea şi în consecinţă este dezavantajoasă, cu atît mai mult cu cît β_0 este mai apropiat de zero. Oscilogramele $i_{sc} = f(t)$ din fig. 6.36, *a*, 6.36, *b* corespund respectiv la $\beta_0 = \frac{\pi}{2}$ şi $\beta_0 \neq \frac{\pi}{2}$, iar în fig. 6.36, *c* este reprezentat curentul de s.c. de durată. În oscilograma din fig. 6.36, *b* se observă prezenţa componentei aperiodice, reprezentată întrerupt, în curba curentului de scrtcircuit.

La maşina sincronă trifazată dacă pentru o fază se poate să apară $\beta_0 = \frac{\pi}{2}$, pentru celelalte faze această condiţie nu mai este îndeplinită, încît componentele aperiodice apar în mod obligatoriu.

La considerarea pentru generalizare în rotor, în afara înfăşurării de excitaţie E, prezente mai multe înfăşurări de amortizare $D_1 \ldots D_n$ în axa d şi $Q_1 \ldots Q_r$ în axa q, la ecuaţiile de tensiuni corespunzătoare înfăşurărilor statorice ale maşinii echivalente (primele două ecuaţii din (6.66)) se adaugă $n + r + 1$ ecuaţii de tensiuni pentru circuitele rotorice . Determinarea ex-

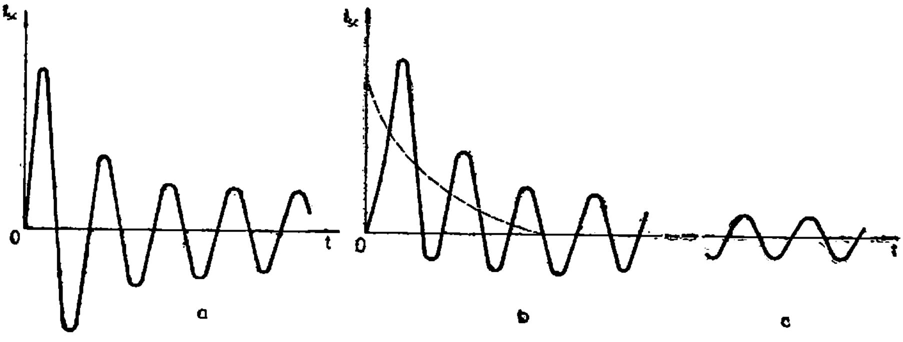


Fig. 6.36. *a*, *b* — curentul de scurtcircuit brusc dintr-o fază a indusului pentru $\beta_0 = \frac{\pi}{2}$ respectiv $\beta_0 \neq \frac{\pi}{2}$; *c* — curentul de scurtcircuit de durată.

presiei analitice a curentului de scurtcircuit decurge analog, numai că pentru inductivitatea operațională $l_d(p)$ trebuie considerată relația

$$\frac{1}{l_d(p)} = \frac{1}{L_d} + \left(\frac{1}{L'_d} - \frac{1}{L_d}\right)\frac{p}{p-\beta_{d_1}} + \left(\frac{1}{L''_d} - \frac{1}{L'_d}\right)\frac{p}{p-\beta_{d_2}} + \\ + \left(\frac{1}{L_d^{(n+1)}} - \frac{1}{L_d^{(n)}}\right)\frac{p}{p-\beta_{d(n+1)}} \tag{6.90}$$

ce generalizează pe (6.79), și o relație similară pentru $l_q(p)$.

Curentul fazei statorice A obține după calcule forma

$$i_A(t) = -\sqrt{2}U_{eE}\left\{\left[\frac{1}{X_d} + \sum_{i=1}^{n+1}\left(\frac{1}{X_d^{(i)}} - \frac{1}{X_d^{(i-1)}}\right)e^{\frac{-t}{T_d^{(i)}}}\right]\cdot\cos(\omega t + \right. \\ + \beta_0) - \frac{1}{2}\left(\frac{1}{X_d^{(n+1)}} + \frac{1}{X_q^{(r)}}\right)e^{-\frac{t}{T_a}}\cos\beta_0 - \frac{1}{2}\left(\frac{1}{X_d^{(n+1)}} - \right. \\ \left.\left. - \frac{1}{X_q^{(r)}}\right)e^{-\frac{t}{T_a}}\cos(2\omega t + \beta_0)\right\} \tag{6.91}$$

în care $T_d^{(i)} = -\dfrac{1}{\beta_{di}}$ și $X_d^{(i)} = \omega L_d^{(i)}$ care generalizează pe (6.85).

În literatură se arată cum pot fi determinate experimental reactanțele tranzitorii de ordinul i și constantele de timp corespunzătoare $X_d^{(i)}$, $T_d^{(i)}$ încît relația (6.91) ce evidențiază cu un grad sporit de precizie curentul de scurtcircuit de la $t = 0$ și modul ulterior de amortizare în timp, obține valoare practică.

Solicitările mecanice ce apar la scurtcircuitul brusc sînt importante în primele momente și scad pe măsura amortizării curenților din înfășurări. În vederea aprecierii valorilor maxime ale acestor solicitări, se determină cuplul electromagnetic cu considerarea înfășurărilor mașinii ca fiind supraconductoare. În acest caz din (6.83), (6.81), generalizate pentru cazul mai multor înfășurări de amortizare în rotor, se obține

$$i_d(t) = -\frac{U_{eE}\sqrt{2}}{X_d^{(n+1)}}(1 - \cos\omega t),\ i_q(t) = -\frac{U_{eE}\sqrt{2}}{X_q^{(r)}}\sin\omega t \tag{6.92}$$

Din (6.71) ținînd cont și de (6.90) se obține pentru componentele tranzitorii ale fluxurilor

$$\psi_d^*(t) = L_d^{(n+1)}i_d(t),\ \psi_q^*(t) = L_q^{(r)}i_q(t) \tag{6.93}$$

Întrucît pentru stabilirea relațiilor (6.71) s-a aplicat principiul superpoziției, fluxurile reale din cele două axe, sînt de forma

$$\psi_d(t) = \psi_d^*(t) + \psi_d(0),\ \psi_q(t) = \psi_q^*(t) + \psi_q(0) \tag{6.94}$$

Dar $\omega\psi_d(0) = U_{eE}\sqrt{2}$ iar $\psi_q(0) = 0$ încît ținînd cont de (6.93) și (6.94) se obține

$$\psi_d(t) = \frac{U_{eE}\sqrt{2}}{\omega}\cos\omega t,\ \psi_q(t) = -\frac{U_{eE}\sqrt{2}}{\omega}\sin\omega t \tag{6.95}$$

Înlocuind curenţii şi fluxurile din (6.92), (6.95) în relaţia (2.112) se găseşte pentru valoarea momentană a capului electromagnetic

$$m = -\frac{3p}{\omega} U_{eE}^2\left[\frac{1}{X_d^{(n+1)}} \sin \omega t - \frac{1}{2}\left(\frac{1}{X_d^{(n+1)}} - \frac{1}{X_q^{(r)}}\right) \sin 2\omega t\right]$$

sau în general pentru o maşină polifazată

$$m = -\frac{pm}{\omega} U_{cE}^2\left[\frac{1}{X_d^{(n+1)}} \sin \omega t - \frac{1}{2}\left(\frac{1}{X_d^{(n+1)}} - \frac{1}{X_q^{(r)}}\right) \sin 2\omega t\right] \quad (6.96)$$

Valoarea medie a cuplului electromagnetic la scurtcircuitul brusc cum era de aşteptat la considerarea circuitelor maşinii supraconductoare, este nulă. Cuplul electromagnetic variabil alternativ în timp, prezintă o componentă de frecvenţă de bază, dependentă de măsura în care este excitată maşina şi de valoarea minimă a reactanţei tranzitorii corespunzătoare axei longitudinale şi o componentă de frecvenţă dublă, dependentă de asemenea de excitaţie şi de nivelul asimetriei pe care o prezintă maşina după cele două axe, în primele momente ale scurtcircuitului. Dacă se consideră doar amplitudinea corespunzătoare componentei alternative de frecvenţă de bază şi se compară cu amplitudinea armonicii fundamentale a curbei cuplului din regim staţionar sincron dată de (6.48), cum $X_d^{(n+1)} \ll X_d$, la scurtcircuit trebuie să ne aşteptăm la şocuri de cuplu cu mult peste valorile nominale. Termenul al doilea din (6.96) determină o creştere suplimentară a solicitărilor mecanice la scurtcircuit brusc.

Din cele prezentate rezultă că scurtcircuitul brusc, însoţit de supracurenţi şi şocuri mecanice cu atît mai importanţi cu cît tensiunea la borne este mai mare, este un regim dificil pentru maşină şi în exploatare trebuiesc luate toate măsurile pentru a-l evita.

6.12. FUNCŢIONAREA ÎN ASINCRON A MAŞINII SINCRONE

În § 6.8.1.3 s-a arătat că metoda uzuală de pornire a unui motor sincron este cea asincronă. Pentru a asigura condiţii convenabile de pornire, maşina se conectează la reţea de regulă la tensiune redusă şi cu înfăşurare de excitaţie închisă peste o rezistenţă.

Studiul funcţionării în asincron se face considerînd pentru generalitate maşina sincronă cu poli aparenţi, alimentată cu un sistem simetric sinusoidal de tensiuni.[1] Din analiză rezultă pentru cuplul electromagnetic la funcţionarea în asincron, pe lîngă o componentă medie şi o componentă variabilă sinusoidal în timp cu dublul pulsaţiei de alunecare; potrivit acesteia viteza unghiulară va prezenta oscilaţii în jurul valorii medii. În cele ce urmează se ia în consideraţie viteza unghiulară medie (se presupune că maşina sincronă prezintă un moment de inerţie suficient de mare). Se presupune de asemenea că procesul tranzitoriu electric legat de momentul conectării se amortizează ra-

[1] A se vedea şi [5], [13], [17], [18], [19].

pid încît se consideră regim cvasistaţionar din punct de vedere electric pentru orice valoare a turaţiei şi se are în vedere maşina sincronă idealizată (aşa cum se arată în § 6.11).

Fie tensiunile $u_A = U\sqrt{2}\cos\omega_1 t$, $u_B = U\sqrt{2}\cos\left(\omega_1 t - 2\frac{\pi}{3}\right)$, $u_C = U\sqrt{2}\cos\left(\omega_1 t - 4\frac{\pi}{3}\right)$ aplicate înfăşurărilor statorice A, B, C şi fazorul reprezentativ corespunzător în sistemul de axe statoric, cu axa reală suprapusă axei fazei A (§ 2.6.2)

$$\underline{u}_s = U\sqrt{2}e^{j\omega_1 t}$$

Axa longitudinală a rotorului face cu axa de referinţă statorică (fig. 6.35) unghiul electric $\beta_B = \omega t + \beta_0$, unde $\omega = p\Omega$, iar Ω, viteza unghiulară medie a rotorului. Pe această bază, în sistemul de axă rotoric fazorul reprezentativ al tensiunilor statorice devine

$$\underline{u}_{sB} = \underline{u}_s e^{-j\beta_B} = U\sqrt{2}e^{j(\omega_1 t - \beta_B)}$$

sau ţinînd cont de valoarea β_B şi introducînd alunecarea $s = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1}$,

$$\underline{u}_{sB} = U\sqrt{2}e^{j(s\omega_1 t - \beta_0)} \tag{6.97}$$

Corespunzător, tensiunile înfăşurărilor statorice echivalente din axele d, q obţin forma

$$u_d = U\sqrt{2}\cos(s\omega_1 t - \beta_0),\quad u_q = U\sqrt{2}\sin(s\omega_1 t - \beta_0) \tag{6.98}$$

Ecuaţiile ce definesc funcţionarea sînt date de (6.63)—(6.65), în care ca şi în § 6.11 pentru a nu complica scrierea, se renunţă la indicele ('). Cum s-a arătat, înfăşurarea de excitaţie se consideră închisă peste o rezistenţă. Incluzînd această rezistenţă în cea a înfăşurării, rezultă $u_E = 0$.

Pentru tensiunile sinusoidale (6.98) aplicate, de pulsaţie $s\omega_1$, ecuaţiile (6.65) devin în complex

$$\begin{aligned}
\underline{U}_d &= R_s\underline{I}_d + js\omega_1\underline{\psi}_d - \omega\underline{\psi}_q\\
\underline{U}_q &= R_s\underline{I}_q + js\omega_1\underline{\psi}_q + \omega\underline{\psi}_d\\
0 &= R_E\underline{I}_E + js\omega_1\underline{\psi}_E\\
0 &= R_D\underline{I}_D + js\omega_1\underline{\psi}_D\\
0 &= R_Q\underline{I}_Q + js\omega_1\underline{\psi}_Q
\end{aligned} \tag{6.99}$$

în care

$$\underline{\psi}_d = L_d\underline{I}_d + L_{dE}\underline{I}_E + L_{dD}I_D$$

ş.a.m.d. conform (6.63).

După calculele simple ca în § 6.11.1. se obţine

$$\underline{\psi}_d = l_d(js\omega_1)\underline{I}_d \tag{6.100}$$

unde $l_d(js\omega_1)$ este dat de (6.69) în care se înlocuieşte p prin $js\omega_1$ şi se consideră condiţii iniţiale nule.

Analog se obține și

$$\underline{\psi}_q = l_q(js\omega_1)\underline{I}_q \tag{6.101}$$

unde $l_q(js\omega_1)$ este determinat de parametrii mașinii din axa transversală.
Corespunzător ecuațiilor (6.98)

$u_d = \mathrm{Im}[jU\sqrt{2}e^{j(s\omega_1 t-\beta_0)}]$; $u_q = \mathrm{Im}U\sqrt{2}e^{j(s\omega_1 t-\beta_0)}]$ încît în complex simplificat

$$\underline{U}_d = jU\sqrt{2}e^{-j\beta_0} = j\underline{U}; \quad \underline{U}_q = U\sqrt{2}e^{-j\beta_0} = \underline{U} \tag{6.102}$$

Ținînd cont de (6.102) și introducînd în primele două ecuații din (6.99) fluxurile definite ca în (6.100), (6.101), se obțin curenții $\underline{I}_d$, $\underline{I}_q$ în forma

$$\begin{aligned} \underline{I}_d &= \frac{\underline{U}}{\Delta(s)}[jR_s + (1-2s)\omega_1 l_q(js\omega_1)] \\ \underline{I}_q &= \frac{\underline{U}}{\Delta(s)}[R_s - j(1-2s)\omega_1 l_d(js\omega_1)] \end{aligned} \tag{6.103}$$

unde

$$\Delta(s) = R_s^2 + js\omega_1[l_d(js\omega_1) + l_q(js\omega_1)]R_s + (1-2s)\omega_1^2 l_d(js\omega_1)l_q(js\omega_1)$$

Valoarea medie a cuplului electromagnetic la funcționarea în asincron este dată de relația

$$M_{as} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} m_{as}\mathrm{d}(s\omega_1 t) = \frac{1}{2\pi}\cdot\int_0^{2\pi}\frac{pm}{2}(\psi_d i_q - \psi_q i_d)\mathrm{d}(s\omega_1 t) \tag{6.104}$$

unde m_{as} este valoarea momentană (2.112) în cazul general al mașinii polifazate. Cum fluxurile și curenții din (6.104) variază sinusoidal cu pulsația $s\omega_1$, se obține

$$M_{as} = \frac{pm}{2}\,\mathrm{Re}\left[\frac{1}{2}(\underline{\psi}_d\underline{I}_q^* - \underline{\psi}_q\underline{I}_d^*)\right]$$

sau ținînd cont de (6.93, (6.94)

$$M_{as} = \frac{pm}{2}\,\mathrm{Re}\,\frac{1}{2}\left[l_d(js\omega_1)\underline{I}_d\underline{I}_q^* - l_q(js\omega_1)\underline{I}_q\underline{I}_d^*\right] \tag{6.105}$$

Introducînd în (6.105) curenții din (6.103), după calcule se obțin:

$$\begin{aligned} M_{as} = &-\frac{pm}{2}\,\frac{1}{2}\,\frac{(U\sqrt{2})^2}{|\Delta(s)|^2}\{R_s^2\,\mathrm{Im}[l_d(js\omega_1) + l_q(js\omega_1)] + \\ &+ R_s(1-2s)\omega_1[|l_d(js\omega_1)|^2 + |l_q(js\omega_1)|^2 - 2\mathrm{Re}\,[l_d(js\omega_1)l_d(js\omega_1)]] + \\ &+ (1-2s)^2\omega_1^2[|l_q(js\omega_1)|^2\,\mathrm{Im}l_d(js\omega_1) + |l_d(js\omega_1)|^2\,\mathrm{Im}l_q(js\omega_1)] \end{aligned} \tag{6.106}$$

Avînd în vedere expresiile lui $l_d(js\omega_1)$, $l_q(js\omega_1)$ și forma complicată a relației (6.106), calculele sînt relativ voluminoase. Pentru mașinile mari, se

poate neglija rezistența R_s și în acest caz ecuația pentru cuplu se simplifică la forma

$$M_{as} = \frac{pm}{2}\frac{1}{2}\frac{(U\sqrt{2})^2}{\omega_1^2}\,\mathrm{Im}\left[\frac{1}{l_d(js\omega_1)} + \frac{1}{l_q(js\omega_1)}\right] \tag{6.107}$$

Ținînd cont de expresiile $l_d(js\omega_1)$, $l_q(js\omega_1)$

$$M_{as} = \frac{pm}{2}\frac{U^2}{\omega_1^2}\,\mathrm{Im}\left[\frac{1}{L_d} + \left(\frac{1}{L_d'} - \frac{1}{L_d}\right)\frac{js\omega_1}{js\omega_1 - \beta_{d_1}} + \left(\frac{1}{L_d''} - \frac{1}{L_d'}\right)\frac{js\omega_1}{js\omega_1 - \beta_{d_2}} + \right.$$
$$\left. + \left(\frac{1}{L_q''} - \frac{1}{L_q}\right)\frac{js\omega_1}{js\omega_1 - \beta_q}\right]$$

sau după calcule și evidențierea reactanțelor și constantelor de timp

$$M_{as} = \frac{pm}{2}\frac{U^2}{\omega_1}\left[\left(\frac{1}{X_d'} - \frac{1}{X_d}\right)\frac{s\omega_1 T_d'}{1 + (s\omega_1 T_d')^2} + \left(\frac{1}{X_d''} - \frac{1}{X_d'}\right)\frac{s\omega_1 T_d''}{1 + (s\omega_1 T_d'')^2} + \right.$$
$$\left. + \left(\frac{1}{X_q''} - \frac{1}{X_q}\right)\frac{s\omega_1 T_q}{1 + (s\omega_1 T_q)^2}\right] \tag{6.108}$$

Dacă pentru generalizare se consideră mai multe circuite amortizoare în rotor (a se vedea § 6.11.2), expresia (6.108) ia forma

$$M_{as} = \frac{pm}{2}\left(\frac{U^2}{\omega_1}\left[\sum_{i=1}^{n+1}\left(\frac{1}{X_d^{(i)}} - \frac{1}{X_d^{(i-1)}}\right)\frac{s\omega_1 T_d^{(i)}}{1 + (s\omega_1 T_d^{(i)})^2} + \right.\right.$$
$$\left. + \sum_{j=1}^{r}\left(\frac{1}{X_q^{(j)}} - \frac{1}{X_q^{(j-1)}}\right)\frac{s\omega_1 T_q^{(j)}}{1 + (s\omega_1 T_q^{(j)})^2}\right]$$

Atribuind lui s diverse valori din plasa $\pm\infty$, se obține punct cu punct *caracteristica mecanică la funcționarea în asincron* $M_{as} = f(s)$, *a mașinii sincrone*. Ca și la mașina de inducție pentru $s > 0$ cuplul este pozitiv (în sensul rotației), pentru $s < 0$ devine negativ (mașina trece în regim de generator asincron). De asemenea întrucît $l_d(js\omega_1)$, $l_q(js\omega_1)$ sînt sensibil dependente de rezistențele circuitelor rotorice, rezultă că modificarea acestora determină schimbarea formei curbei cuplului, așa cum se întîmplă și la mașina de inducție.

Dar cuplul electromagnetic al mașinii sincrone la funcționarea în asincron, pe lîngă valoarea medie mai are o *componentă alternativă*. Se identifică această componentă $M_{\sim}$ pentru cazul simplificat $R_s = 0$. Din (6.103) se obține

$$\underline{I}_d = \frac{\underline{U}}{\omega_1 l_d(js\omega_1)}, \quad \underline{I}_q = -\frac{j\underline{U}}{\omega_1 l_q(js\omega_1)}$$

și de asemenea

$$\underline{\Psi}_d = l_d(js\omega_1)\underline{I}_d = \frac{\underline{U}}{\omega_1}, \quad \underline{\Psi}_q = l_q(js\omega_1)\,\underline{I}_q = -j\frac{\underline{U}}{\omega_1}$$

Separînd părţile imaginare se obţin valorile momentane i_d, i_q, ψ_d, ψ_q de forma

$$i_d = \frac{U\sqrt{2}}{\omega_1} \operatorname{Im} \left[\frac{e^{j(s\omega_1 t - \beta_0)}}{l_d(js\omega_1)}\right]; \quad i_q = -\frac{U\sqrt{2}}{\omega_1} \operatorname{Im} \left[\frac{je^{j(s\omega_1 t - \beta_0)}}{l_q(js\omega_1)}\right] \tag{6.109}$$

$$\psi_d = \frac{U\sqrt{2}}{\omega_1} \operatorname{Im} \left[e^{(js\omega_1 t - \beta_0)}\right]; \quad \psi_q = -\frac{U\sqrt{2}}{\omega_1} \operatorname{Im} \left[je^{j(s\omega_1 t - \beta_0)}\right]$$

şi valoarea momentană a cuplului după calcule

$$m_{as} = \frac{pm}{2} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{pm}{2} \left(\frac{U\sqrt{2}}{\omega_1}\right)^2 \frac{1}{2} \operatorname{Im} \left[\frac{1}{l_d(js\omega_1)} + \frac{1}{l_q(js\omega_1)}\right] +$$

$$+ \frac{pm}{2} \left(\frac{U\sqrt{2}}{\omega_1}\right)^2 \frac{1}{2} \left\{\sin 2(s\omega_1 t - \beta_0). \operatorname{Re} \left[\frac{1}{l_d(js\omega_1)} - \frac{1}{l_q(js\omega_1)}\right] + \right.$$

$$\left. + \cos 2 (s\omega_1 t - \beta_0) \operatorname{Im} \left[\frac{1}{l_d(js\omega_1)} - \frac{1}{l_q(js\omega_1)}\right]\right\} \tag{6.110}$$

Notînd

$$A(js\omega_1) = \frac{1}{l_d(js\omega_1)} - \frac{1}{l_q(js\omega_1)} = A(s)e^{j\varphi_A(s)} =$$

$$= \left|\frac{1}{l_d(js\omega_1)} - \frac{1}{l_q(js\omega_1)}\right| \cdot e^{j\varphi_A(s)} \tag{6.111}$$

se obţine

$$m_{as} = M_{as} + M_{\sim}$$

unde M_{as} este dat de (6.107) iar componenta alternativă căutată

$$M_{\sim} = \frac{pm}{2} \frac{U^2}{\omega_1^2} A(s) \sin[2(s\omega_1 t - \beta_0) + \varphi_A(s)] \tag{6.112}$$

Se observă că $M_{\sim}$ se modifică sinusoidal în timp cu pulsaţie dublă pulsaţiei de alunecare şi este de o amplitudine dependentă de asimetria magnetică şi electrică a maşinii după cele două axe şi de alunecare. Cum s-a arătat deja, corespunzător acestei componente, viteza unghiulară a rotorului la funcţionarea în asincron nu se păstrează riguros constantă, ci *oscilează în jurul unei valori medii*. Observăm că pentru $s = 0$, valoarea medie M_{as} se anulează, dar $M_{\sim}$ se păstrează diferit de zero. Într-adevăr se obţine

$$A(0) = \frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q}, \quad \varphi_A(0) = 0$$

şi deci

$$M_{\sim} = \frac{pm}{2\omega_1} U^2 \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right) \sin 2\beta_0$$

Se regăseşte pe această cale, valoarea cuplului reactiv de care este capabilă o maşină sincronă cu poli aparenţi la funcţionarea la sincronism neexcitată. Rezultă o *concluzie de importanţă practică* : dacă cuplul la arborele maşinii nu este prea mare, maşina poate trece pe baza acestei componente a cuplului

electromagnetic de la funcţionarea asincronă la funcţionarea sincronă, chiar în absenţa excitaţiei.

Introducînd valorile momentane i_d, i_q din (6.109) în (2.108) se găseşte şi *legea de variaţie în timp a curenţilor din fazele statorice ale maşinii la funcţionarea în asincron*. Astfel, pentru curentul fazei A

$$i_A = i_d \cos \beta_B - i_q \sin \beta_B = i_d \cos(\omega t + \beta_0) - i_q \sin(\omega t + \beta_0) =$$
$$= i_d \cos[(1 - s)\omega_1 t + \beta_0] - i_q \sin[(1 - s)\omega_1 t + \beta_0]$$

Efectuînd calculele ca şi pentru valoarea momentană m_{as} a cuplului, se obţine

$$i_A = \frac{U\sqrt{2}}{\omega_1}\frac{1}{2}\{B(s) \sin[\omega_1 t - \varphi_B(s)] - A(s) \sin[(1 - 2s)\omega_1 t + 2\beta_0 - \varphi_A(s)]\} \tag{6.113}$$

în care $A(s)$, $\varphi_A(s)$ sînt daţi de (6.111) iar $B(s)$, $\varphi_B(s)$ rezultă din

$$B(js\omega_1) = \frac{1}{l_d(js\omega_1)} + \frac{1}{l_q(js\omega_1)} = B(s)e^{j\varphi_B(s)}$$
$$= \left|\frac{1}{l_d(js\omega_1)} + \frac{1}{l_q(js\omega_1)}\right| e^{j\varphi_B(s)} \tag{6.114}$$

Curentul statoric rezultă nesinusoidal, întrucît pe lîngă componenta de pulsaţie de bază apare şi o componentă de pulsaţie $(1 - 2s)\omega_1$. Cum se vede simplu, amplitudinea acestei componente este dependentă, ca şi cuplul oscilant, de nivelul asimetriei maşinii şi de alunecare. Pentru s în jurul lui 0,5 (la aproximativ jumătatea turaţiei de sincronism), pulsaţia acestei componente este foarte redusă şi este resimţită de un ampermetru introdus pe o fază statorică (ale cărui indicaţii vor oscila ca urmare, între anumite limite).

Pentru $s = 0$, $A(0) = \frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q}$, $\varphi_A(0) = 0$ şi de asemenea $B(0) = \frac{1}{L_d} + \frac{1}{L_q}$, $\varphi_B(0) = 0$ şi curentul i_A devine sinusoidal de pulsaţie ω_1

$$i_A = \frac{U\sqrt{2}}{2}\left[\left(\frac{1}{X_d} + \frac{1}{X_q}\right) \sin \omega_1 t - \left(\frac{1}{X_d} - \frac{1}{X_q}\right) \sin(\omega_1 t + 2\beta_0)\right]$$

Se observă în această situaţie, dependenţa curentului statoric de unghiul β_0. Valoarea maximă oscilează între $I_{q max} = \frac{U\sqrt{2}}{X_q}$ şi $I_{d max} = \frac{U\sqrt{2}}{X_d}$ pentru $\beta_0 = 0$ respectiv $\frac{\pi}{2}$.

Modificînd lent pe β_0 astfel ca $s \cong 0$ şi măsurînd prin oscilografiere tensiunea la borne şi curentul de fază, se pot determina pe această bază reactanţele sincrone X_d, X_q ale maşinii [11], [19] etc.

Concluzii interesante se obţin dacă se urmăreşte variaţia cu alunecarea a inductivităţilor $l_d(js\omega_1)$, $l_q(js\omega_1)$. În cele ce urmează se stabilesc în planul complex curbele $\frac{1}{l_d(js\omega_1)}$, $\frac{1}{l_q(js\omega_1)}$ care intervin frecvent în relaţiile de mai sus. Se presupune pentru simplificare cîte o singură înfăşurare de amortizare în fiecare axă.

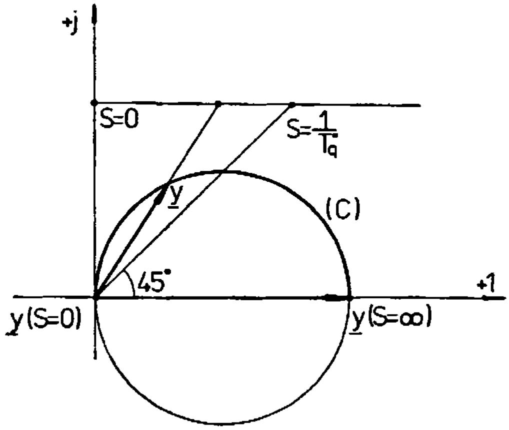


Fig. 6.37. Explicativă la stabilirea lui $\underline{y}(s)$.

Ţinînd cont de (6.80) şi notînd $\beta_q = -\frac{1}{T_q''}$ avem

$$\frac{1}{l_q(js\omega_1)} = \frac{1}{L_q} + \left(\frac{1}{L_q''} - \frac{1}{L_q}\right)\frac{js\omega_1 T_q''}{1 + js\omega_1 T_q''}.$$

O expresie de formă $\underline{y}(s) = \dfrac{js\omega_1 T_q''}{1 + js\omega_1 T_q''} = \dfrac{1}{1 - j\dfrac{1}{s\omega_1 T_q''}}$ este similară cu (5.53) şi în consecinţă locul lui $\underline{y}(s)$ în planul complex este cercul (c) din fig. 6.37 construit cum se arată în § 5.4, de diametru egal cu unitatea. Se observă simplu că dreapta alunecării este o paralelă la axa absciselor şi că pentru $s = \frac{1}{T_q''}$, $\underline{y}$ face cu abscisa un unghi de 45° încît scara alunecării este precizată.

Rezultă că locul lui $\frac{1}{l_q(js\omega_1)}$ (fig. 6.38), este un cerc de diametru $\left(\frac{1}{L_q''} - \frac{1}{L_q}\right)$ la distanţa $\frac{1}{L_q}$ de originea sistemului de axe şi cu centrul pe axa reală.

Pentru stabilirea locului lui $\frac{1}{l_d(js\omega_1)}$ se utilizează relaţia (6.79). Se obţine

$$\frac{1}{l_d(js\omega_1)} = \frac{1}{L_d} + \left(\frac{1}{L_d'} - \frac{1}{L_d}\right)\frac{js\omega_1 T_d'}{1 + js\omega_1 T_d'} + \left(\frac{1}{L_d''} - \frac{1}{L_d'}\right)\frac{js\omega_1 T_d''}{1 + js\omega_1 T_d''}$$

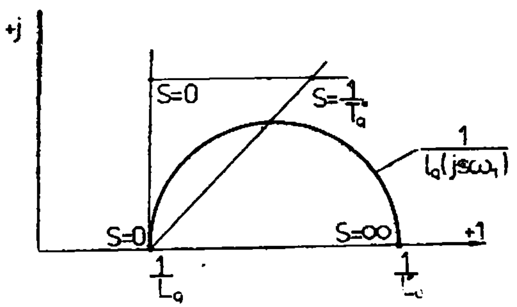


Fig. 6.38. Locul lui $\frac{1}{l_q(js\omega_1)}$

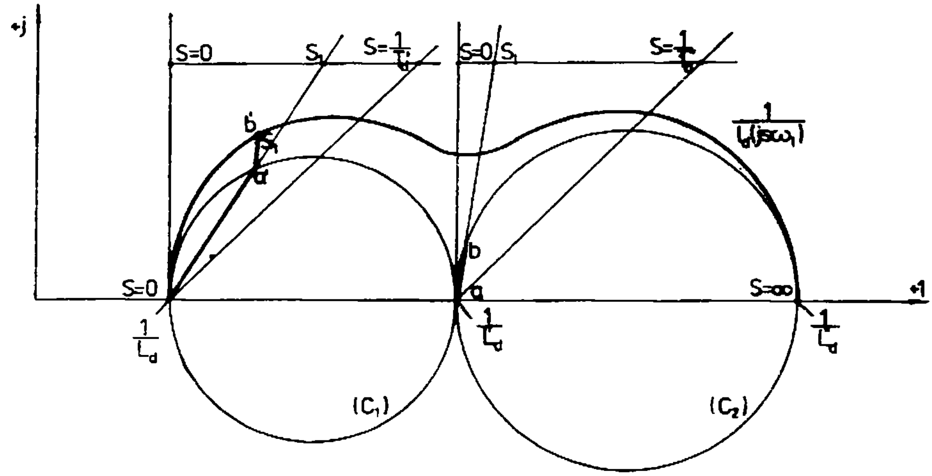


Fig. 6.39. Locul lui $\frac{1}{l_d(js\omega_1)}$.

Curbele

$$c_1 = \left(\frac{1}{L_d'} - \frac{1}{L_d}\right)\frac{js\omega_1 T_d'}{1 + js\omega_1 T_d'}, \quad c_2 = \left(\frac{1}{L_d''} - \frac{1}{L_d'}\right)\frac{js\omega_1 T_d''}{1 + js\omega_1 T_d''}$$

sînt cercurile (c_1), (c_2) din fig. 6.39 precizate ca mai sus. De remarcat scările sensibil diferite ale alunecărilor întrucît $T_d' \gg T_d''$.

Caracteristica $\frac{1}{l_d\,(js\omega_1)}$ căutată se ridică punct cu punct. În fig. 6.39 se arată modul de lucru pentru o alunecare $s = s_1$. Desigur, segmentele ab, $a'b'$ sînt egale și paralele.

Forma obținută pentru locul lui $\frac{1}{l_d\,(js\omega_1)}$ se explică prin aceea că datorită scărilor diferite ale alunecărilor, cînd cercul (c_1) este descris în mare măsură, punctele omoloage de pe cercul (c_2) se îndepărtează comparativ mai puțin de punctul corespunzător lui $s = 0$.

În fig. 6.40 s-au reprezentat împreună curbele $\frac{1}{l_d\,(js\omega_1)}$, $\frac{1}{l_q\,(js\omega_1)}$. Prin intermediul lor, se pot determina simplu o serie de mărimi importante la funcționarea în asincron. Astfel, pentru o alunecare $s = s_1$ se determină mărimile $A(js\omega_1)$, $B(js\omega_1)$. Dar partea imaginară a lui $B(js\omega_1)$ este conform (6.107) proporțională cu cuplul asincron mediu M_{as} iar modulul lui $A(js\omega_1)$ este proporțional [relația (6.112)] cu amplitudinea componentei alternative a cuplului $M_\sim$. Pe această bază ambele componente ale cuplului electromagnetic la funcționarea în asincron la $s = s_1$ sînt precizate.

Din (6.113) se vede că dacă se cunosc modulele lui $A(js\omega_1)$, $B(js\omega_1)$, se cunosc și amplitudinile componentelor curentului statoric al mașinii. Procedînd analog pentru orice valoare a alunecării, se determină cuplul dezvoltat de mașină și curentul absorbit la funcționarea în asincron.

La considerarea mai multor înfășurări amortizoare în rotor, pentru stabilirea lui $\frac{1}{l_d\,(js\omega_1)}$ trebuie utilizată relația (6.90).

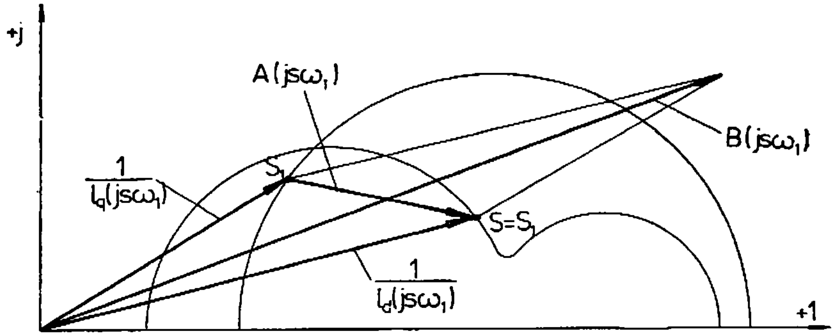


Fig. 6.40. Analiza funcţionării asincrone cu ajutorul curbelor $\frac{1}{l_d(js\omega_1)}$, $\frac{1}{l_q(js\omega_1)}$.

În planul complex trebuiesc reprezentate $(n+1)$ cercuri (c) de forma celor din fig. 6.39, dacă sînt n înfăşurări amortizoare, cu $(n+1)$ scări diferite pentru alunecare. Trasarea caracteristicii $\frac{1}{l_d\,(js\omega_1)}$ decurge analog cu cazul tratat mai sus al unei singure înfăşurări amortizoare.

Pentru axa q se procedează în acelaşi mod.

Stabilirea lui $A(js\omega_1)$, $B(js\omega_1)$ şi pe această bază a componentelor cuplului electromagnetic şi curentului maşinii, se desfăşoară ca mai sus.

Din cele prezentate, rezultă că pe calea relativ simplă a utilizării ecuaţiilor de funcţionare stabilite în sistemul de axe d, q rotoric şi a unor curbe loc geometric caracteristice, pot fi identificate principalele fenomene ce însoţesc funcţionarea în asincron a maşinii sincrone.

6.13. MAŞINI SINCRONE SPECIALE

Se includ în această categorie maşinile sincrone în general de putere redusă (de la valori de ordinul waţilor la zeci de Kw), care prezintă particularităţi constructive şi funcţionale faţă de maşini clasice.

Ele şi-au găsit aplicare în instalaţiile de automatizare cînd se urmăreşte păstrarea unei viteze riguros constante, în sistemele de transmisie sincronă, etc.

O maşină sincronă funcţionează într-un sistem automat cu atît mai bine, cu cît prezintă o mai mare rezervă de stabilitate statică şi dinamică. În acest sens, pe lîngă mărimile cunoscute din teoria clasică, se evidenţiază şi *cuplul sincronizant specific* $M_{s\vartheta}$ (corespunzător pe caracteristica $M = f(\vartheta_0)$ lui $\vartheta_0 = 1°$), ca o măsură a posibilităţilor funcţionale ale maşinii.

6.13.1. MOTORUL SINCRON REACTIV

Particularităţile constructive se referă la armătura rotorică prevăzută cu poli aparenţi, pe care însă nu sînt dispuse bobine ale înfăşurării de excitaţie. Rotorul se obţine fie prin frezarea unei piese masive cilindrice din oţel, fie din

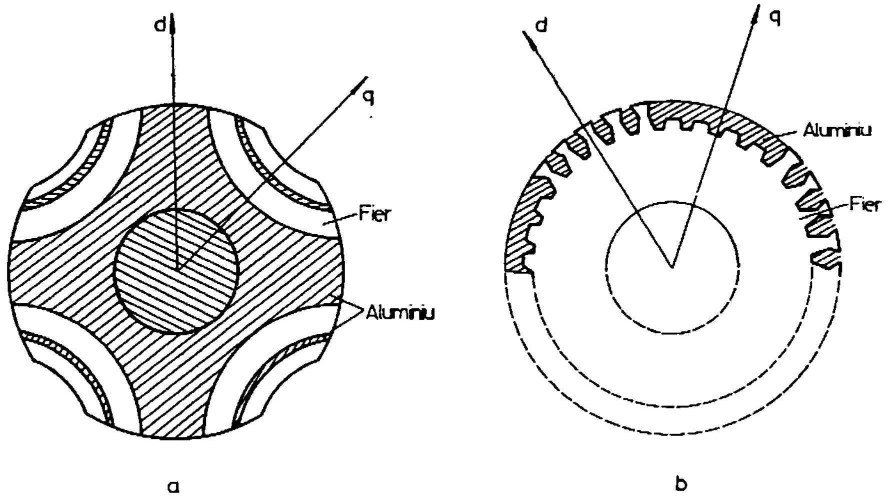


Fig. 6.41. Tipuri de rotoare pentru motorul sincron reactiv.

tole de oţel electrotehnic, cînd se prevede şi cu o înfăşurare de pornire de forma unei colivii în s.c. În figura 6.41 sînt indicate variante de rotor pentru $p = 2$. Suprafaţa reprezentată haşurat în fig. 6.41.*b* este ocupată de colivia de pornire din aluminiu. În fig. 6.41. *a* este reprezentat un rotor masiv, prevăzut cu „bariere" nemagnetice din aluminiu pe calea cîmpului transversal, ce determină o creştere sensibilă a raportului X_d/X_q. La această construcţie rolul coliviei este jucat de miezul masiv rotoric.

Înfăşurarea statorică este monofazată sau polifazată.

Pornirea motorului sincron reactiv se realizează cu ajutorul coliviei de pornire, ce-i asigură calităţi de motor de inducţie. Cînd turaţia a atins o valoare apropiată celei sincrone, cuplul sincron reactiv determinat de asimetria magnetică după cele două axe, îşi face simţită prezenţa. El determină accelerarea rotorului care după cîteva oscilaţii obţine turaţia de sincronism. Înfăşurarea în colivie intervine şi la funcţionarea sincronă, cu rol de amortizor al oscilaţiilor rotorului provocate de eventuale şocuri de sarcină.

Locul geometric al curentului maşinii sincrone reactive trifazate (polifazate) în cazul neglijării pierderilor, este reprezentat în fig. 6.42 şi se obţine pe baza fig. 6.14 în cazul particular $I_E = 0$. Vîrful curentului I descrie cercul reactiv (3) de diametru $U\left(\frac{1}{X_q}-\frac{1}{X_d}\right)$. Porţiunea reprezentată îngroşat, reprezintă zona funcţionării ca motor ; se observă simplu că funcţionarea stabilă este posibilă pentru $\vartheta_0 \in \left(\vartheta, \frac{\pi}{4}\right)$:

Indiferent de regimul de motor sau generator, maşina sincronă reactivă absoarbe putere de magnetizare din reţea.

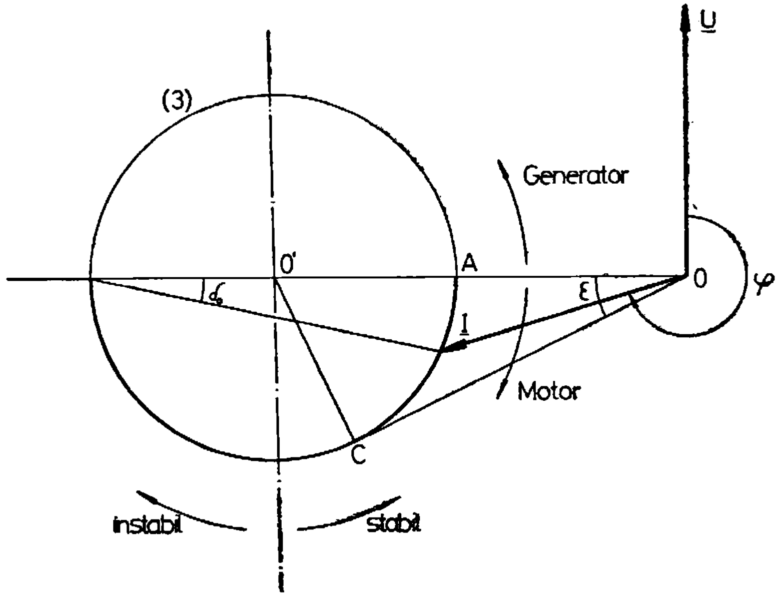


Fig. 6.42. Locul geometric al curentului maşinii sincrone reactive.

Valoarea maximă a lui cos φ corespunde încărcării la care direcţia fazorului $\underline{I}$ devine tangentă la cercul (3). Fie C, punctul de tangenţă. Din figură se obţine $(\cos\varphi)_{max} = \sin\varepsilon = \frac{O'C}{OO'}$ sau ţinînd cont de lungimea segmentelor $O'C$, OO'

$$(\cos\varphi)_{max} = \frac{\frac{1}{2}U\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)}{\frac{1}{2}U\left(\frac{1}{X_q} + \frac{1}{X_d}\right)} = \frac{\frac{X_d}{X_q} - 1}{\frac{X_d}{X_q} + 1} \tag{6.115}$$

Cu creşterea raportului X_d/X_q, se ameliorează valoarea factorului de putere $(\cos\varphi)_{max}$ al motorului reactiv. Valoarea curentă a factorului de putere corespunzător unei încărcări active date I_a = ct., depinde însă nu numai de raportul X_d/X_q ci şi de reactanţele X_d, X_q. Creşterea raportului reactanţelor dacă este însoţită de o reducere a acestora, poate să determine înrăutăţirea factorului de putere (cercul (3) se depărtează de punctul O). Din acest motiv se urmăreşte realizarea constructivă a rotorului astfel, încît să se obţină o reducere substanţială a permeanţei magnetice după direcţia axei q, simultan cu asigurarea unor valori acceptabile pentru permeanţa magnetică corespunzătoare axei d.

Cuplul electromagnetic de care este capabil motorul sincron reactiv, trebuie calculat cu considerarea rezistenţei R_s a înfăşurării statorice, deoarece la puteri reduse, aceasta are o valoare relativ ridicată ce nu mai poate fi neglijată.

Expresia analitică $M = f(\vartheta_0)$ se stabilește ca și în § 6.4. La considerarea rezistenței R_s și în absența excitației, ecuațiile (2.99), (6.43) devin

$$u_d = R_s i_d - \omega\psi_q \qquad \omega\psi_d = X_d i_d$$
$$u_q = R_s i_q + \omega\psi_d \qquad \omega\psi_q = X_q i_q \tag{6.116}$$

din care se separă curenții

$$i_d = \frac{u_d R_s + u_q X_q}{X_d X_q + R_s^2} \qquad i_q = \frac{u_q R_s - u_d X_d}{X_d X_q + R_s^2} \tag{6.117}$$

În baza ecuațiilor (6.116) cuplul electromagnetic (6.41) devine

$$M = \frac{3}{2}\frac{p}{\omega}(X_d - X_q) i_d i_q \tag{6.118}$$

Înlocuind curenții i_d, i_q prin valorile (6.117) în care tensiunile u_q, u_q sînt date de (6.46), după calcule se obține

$$M = \frac{3}{2}\frac{pU^2}{\omega}\frac{X_d - X_q}{(X_d X_q + R_s^2)^2}[(X_d X_q - R_s^2)\sin 2\vartheta_0 - 2R_s(X_d + X_q)\sin^2\vartheta_0 + \\ + 2R_s X_q] \tag{6.119}$$

În fig. 6.43 sînt reprezentate caracteristicile $M = f(\vartheta_0)$ pentru trei valori ale raportului $\nu = R_s/X_d$, ridicate în baza ecuației (6.119). Cu cît rezistența R_s este mai mare, cu atît este mai pronunțată reducerea amplitudinii maxime a cuplului reactiv, care nu mai trece prin zero la $\vartheta_0 = 0$.

Dacă în expresia obținută pentru cuplul se consideră $R_s = 0$, se regăsește componenta M'' din relația simplificată (6.48)[1].

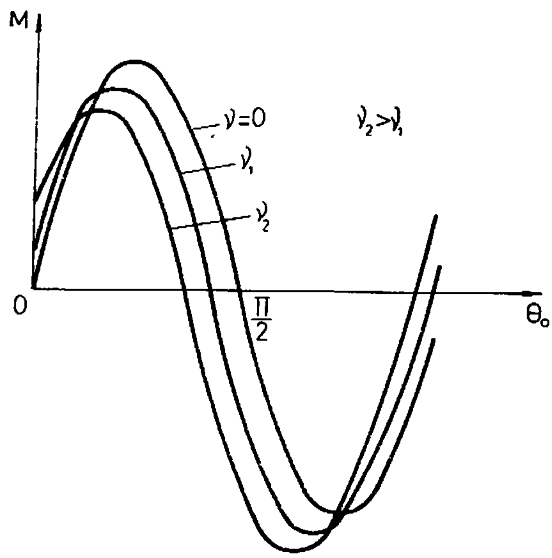


Fig. 6.43. Caracteristicile $M = f(\vartheta_0)$ pentru diverse valori ale lui ν.

[1] Alte indicații în [14], [15], [19 II], [24 II], [25], [30].

6.13.2. MOTORUL SINCRON CU HISTEREZIS

Este larg utilizat în acţionările de mică putere unde se impune un regim de viteză constantă, în sistemele de urmărire, în servomecanisme, etc. Puterile pentru care se construieşte sînt cuprinse între miliwaţi şi sute de waţi şi tensiuni de alimentare de frecvenţe în limitele 50÷1 200 Hz. Ridicarea puterii pentru care se poate realiza motorul cu histerezis, este legată de punerea la punct a unor materiale magnetice, avînd un ciclu de histerezis cu arie mare (oţeluri aliate cu crom, cu wolfram, cu cobalt, aliaje *Fe—Mn—Ni*, *Fe—Co—Mo*, etc.).

Particularităţile constructive se referă la rotor, realizat din o cămaşă cilindrică activă din material magnetic dur cu ciclu important de histerezis, dispusă pe un butuc, feromagnetic din oţel electrotehnic obişnuit, sau neferomagnetic. Uneori rotorul în întregime se realizează din material de mare histerezis, dar motorul rezultă scump şi nu prezintă performanţe net superioare.

În figura 6.44 sînt reprezentate trei variante constructive de rotor tetrapolar.

În fig. 6.44, *a*, *b* materialul cu histerezis (cu permeabilitatea magnetică μ_H) este dispus respectiv pe un miez feromagnetic (cu $\mu > \mu_H$) şi neferomagnetic ($\mu < \mu_H$). În fig. 6.44, *c* întreg rotorul este realizat din material magnetic dur.

Statorul, ca al unei maşini de inducţie, se realizează polifazat sau monofazat (cu fază auxiliară sau spiră ecran), înfăşurarea fiind plasată în crestături semideschise.

La alimentarea înfăşurării statorice, se stabileşte un cîmp magnetic învîrtitor circular sau eliptic (după cum statorul este polifazat sau monofazat cu fază auxiliară). Liniile cîmpului magnetic pătrund radial în rotor şi după varianta constructivă aleasă, urmează un traseu ca cel reprezentat în fig. 6.40, *a*, *b*, *c*.

Rotorul este supus unui cuplu electromagnetic

$$M = \frac{p}{s\omega} p_{cu},$$

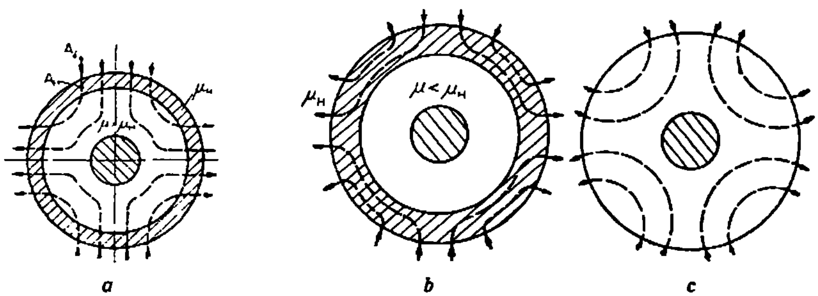


Fig. 6.44. Variante constructive de rotor pentru motor sincron cu histerezis.

unde p_{cu_2} sînt pierderile prin histerezis şi curenţi turbionari din întreg miezul rotoric şi porneşte ca motor de inducţie. Rezultă că trebuiesc considerate două componente pentru cuplu electromagnetic

$$M = M_H + M_F$$

unde M_H, M_F corespund pierderilor din rotor prin histerezis respectiv curenţi turbionari.

Se urmăreşte în continuare modul de producere al componentei M_H. Fie (fig. 6.44, *a*) punctele A_δ, A_H imobile relativ, plasate în lungul unei linii de cîmp, în întrefier şi în coroana cu histerezis. Se presupune pentru simplificare că în maşină se stabileşte un cîmp magnetic învîrtitor circular. Inducţia magnetică, aceeaşi în punctele A_δ, A_H, variază în timp după o lege de forma

$$B(t) = B \sin [(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi] \tag{6.120}$$

unde prin φ s-a fixat valoarea de la $t = 0$ iar ω_1, ω_2 sînt respectiv pulsaţiile tensiunilor induse în stator şi rotor.

Cîmpul magnetic variază sinusoidal în timp şi în A_H se stabileşte o magnetizare alternativă întrucît liniile de cîmp sînt permanent orientate radial. În punctul A_δ intensitatea cîmpului magnetic este de forma $H_\delta(t) = \frac{1}{\mu_0} B(t)$, în A_H, datorită ciclului de hesterezis, la variaţia sinusoidală în timp a lui B_H conform (6.120), se obţine pentru H_H o lege nesinusoidală de variaţie în timp.

În fig. 6.45 se indică modul de ridicare punct cu punct (ca şi în § 3.3.2) a caracteristicii $H_H(t)$. Se observă că la considerarea ciclului de histerezis, se obţine o curbă nesinusoidală, pentru care însă armonica fundamentală H_{H_1}, este defazată cu un unghi electric γ_1 cu atît mai mare, cu cît este mai mare suprafaţa ciclului.

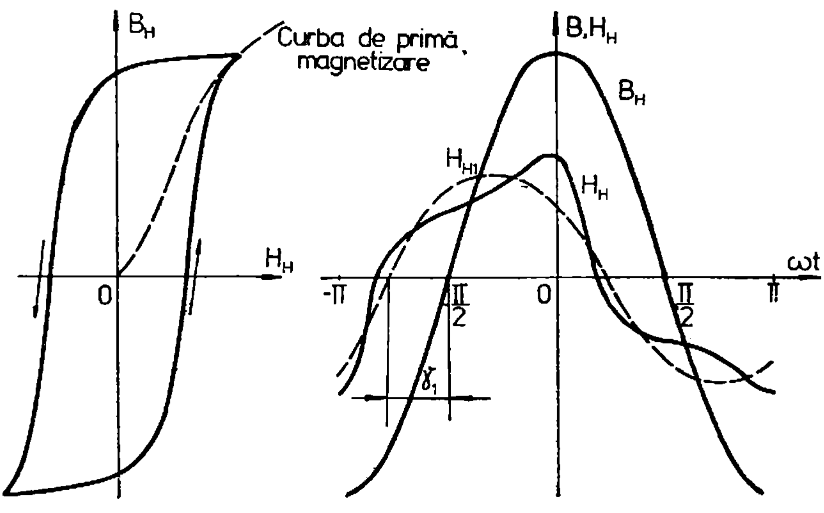


Fig. 6.45. Curbele $B_H = f(H_H)$, $B_H(t)$ şi $H_H(t)$.

Rezultă de aici că undei învîrtitoare a inducţiei magnetice în întrefier, îi corespunde o undă învîrtitoare, rotită înainte cu unghiul geometric γ_1/p a cîmpului magnetic H_{H_1} şi o infinitate de unde învîrtitoare, produse de armonicele superioare de timp ale lui $H_H(t)$. Interesează în producerea cuplului electromagnetic, undele armonică fundamentală imobile relativ. Decalajul lor, condiţionat de forma ciclului de histerezis, este independent de turaţia rotorului. Se poate imagina că unda învîrtitoare H_{H_1}, este produsă de o coroană polară, de acelaşi număr de perechi de poli ca şi statorul, ce roteşte cu turaţia sincronă.

Pe această bază cuplul electromagnetic condiţionat de fenomenul de histerezis, poate fi explicat ca un cuplu sincron de forma

$$M = KUU_e'\sin\vartheta_0$$

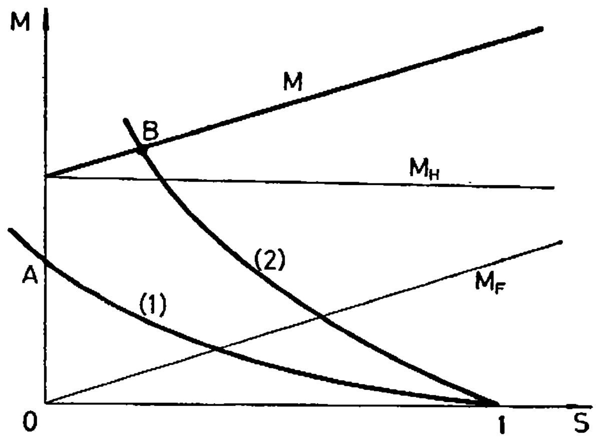
în care $U_e' \equiv H_{H_1}$ iar $\vartheta_0 = \gamma_1$. Cu cît H_{H_1} şi γ_1 sînt mai mari (cu cît aria ciclului de histerezis este mai mare), cu atît componenta condiţionată de histerezis a cuplului electromagnetic al motorului este mai mare. Întrucît H_{H_1}, γ_1 sînt mărimi constante, dependente de calităţile materialului activ, cuplul M_H este independent de turaţia motorului.

Componenta M_F a cuplului, variază cu turaţia şi devine nulă la sincronism. Cum rezistenţa echivalentă rotorică este mare, variaţia lui M_F pentru alunecări în intervalul (0, 1) este practic liniară.

În fig. 6.46 este reprezentat cuplul electromagnetic $M = M_H + M_F$ al motorului cu histerezis. Dacă cuplul rezistent la arbore este $M_r < M_H$ (curba (1) a cuplului rezistent), punctul stabil de funcţionare este în A şi turaţia motorului este cea de sincronism ; dacă $M_r > M_H$ (curba (2)), funcţionarea se stabileşte la o turaţie $n < n_1$ corespunzătoare punctului B.

Pornirea motorului este rapidă ca urmare a cuplului de pornire important. Intrarea sau ieşirea din sincronism se face fără şocuri iar variaţiile corespunzătoare ale curentului absorbit, sînt în limite restrînse. Aceste calităţi au impus motorul în histerezis în acţionările de mică putere[1].

Fig. 6.46. Cuplul electromagnetic al motorului cu histerezis.



[1] A se vedea şi [12], [14], [19 II], [25], [30].

6.13.3. MOTORUL SINCRON PAS CU PAS

Este utilizat în sistemele de comandă automată a diverselor instalații industriale, transformînd impulsurile electrice de comandă, în deplasări unghiulare discrete. La utilizarea în sistemele de comandă programată a unor astfel de motoare, nu mai sînt necesare legături de reacție întrucît între impulsurile de tensiune de alimentare și deplasarea unghiulară corespunzătoare a rotorului, se stabilește o legătură univocă.

În fig. 6.47 este reprezentat un motor pas cu pas, ce permite deplasări unghiulare în salturi de 30°. Statorul este prevăzut cu 6 poli aparenți, pe care sînt mosorate înfășurările de excitație iar rotorul cu 2 poli aparenți, fără excitație.

La alimentarea bobinelor polilor diametral opuși 1, 1′ înseriați adițional, asupra rotorului acționează un cuplu reactiv ce-l aduce în poziția din fig. 6.47, *a*, astfel ca să se obțină valoarea maximă a cîmpului magnetic al mașinii (valoarea maximă a energiei cîmpului magnetic). La alimentarea și a înfășurărilor 2, 2′, simultan cu 1, 1′ dar cu curenți de sens opus, liniile cîmpului magnetic se închid ca în fig. 6.47, *b* și rotorul ocupă o nouă poziție, rotită cu 30°, astfel încît reluctanța pe calea cîmpului magnetic al mașinii, să fie din nou minimă. Dacă în continuare rămîn alimentate doar înfășurările 2, 2′, rotorul suferă o nouă rotire cu 30° (fig. 6.47, *c*) ş.a.m.d., alimentării succesive a bobinelor statorice cum s-a arătat, îi corespund salturi de poziție discrete, bine precizate, ale rotorului.

Schimbarea consecutivă a alimentării înfășurărilor statorice după un program prestabilit, se realizează prin intermediul unui comutator mecanic sau electronic.

Dacă în locul rotorului bipolar se prevede un rotor tetrapolar, la alimentarea în același mod ca mai sus a bobinelor statorice, se realizează un pas (o deplasare unghiulară) de 15°. Prin mărirea numărului de poli rotorici sau prin înglobarea în aceeași mașină a mai multor grupe de statoare și rotoare decalate relativ (în fig. 6.48 este reprezentată o mașină ce cuprinde trei grupe independente de statoare și rotoare), la alimentarea consecutivă a înfășurărilor statorice, se poate realiza reducerea în continuare a pașilor unghiulari.

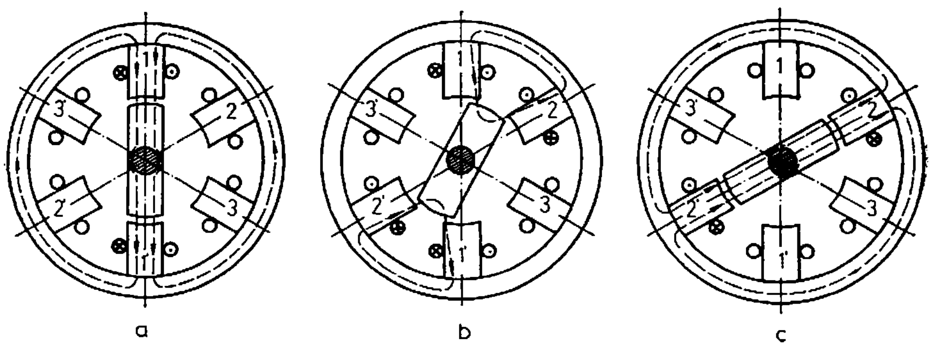


Fig. 6.47. Motor pas cu pas cu rotor cu doi poli, în trei poziții consecutive.

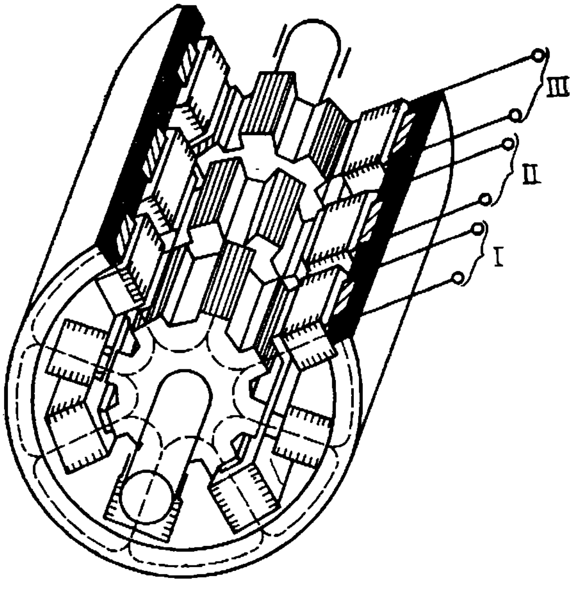


Fig. 6.48. Motor pas cu pas cu mai multe statoare şi rotoare decalate relativ.

Criteriile după care se apreciază performanţele motorului pas cu pas sînt mărimea cuplului reactiv de sincronizare (de care depinde eroarea de poziţie unghiulară) şi viteza de răspuns (timpul de realizare al unui pas), de dorit cît mai ridicate; măsura în care se amortizează oscilaţiile mecanice ale rotorului la trecerea de pe o poziţie pe alta; frecvenţa posibilă a comutărilor (astfel ca rotorul să ocupe poziţiile crespunzătoare impulsurilor de tensiune aplicate, fără a pierde nici un pas); siguranţa în funcţionare, etc. Mărirea cuplului sincronizant şi limitarea oscilaţiilor mecanice pendulare, se obţin prin utilizarea rotoarelor din magneţi permanenţi sau prin prevederea unor bare de amortizare în armăturile rotorice.[1].

6.13.4. MOTORUL SINCRON REDUCTOR

Este un motor sincron care în condiţiile alimentării la o reţea de frecvenţă industrială, permite obţinerea unor turaţii foarte reduse şi deci eliminarea reductorului de turaţie, din instalaţiile ce necesită astfel de turaţii.

Din punct de vedere constructiv motorul reductor arată ca în fig. 6.49, armăturile statorului şi rotorului executate din tole, fiind prevăzute cu crestături deschise. Înfăşurarea de excitaţie ce produce cîmpul magnetic învîrtitor al maşinii, trifazată sau monofazată (cînd se adaugă o fază auxiliară cu condensator), este plasată în stator; rotorul nu are înfăşurare.

Fie (fig. 6.49) pe circomferinţă la un moment dat, axele a doi dinţi statorici 1, 9, dispuşi diametral, suprapuse axelor dinţilor rotorici 1′, 10′ şi axei cîmpului

[1] Alte detalii în [9 IV], [14].

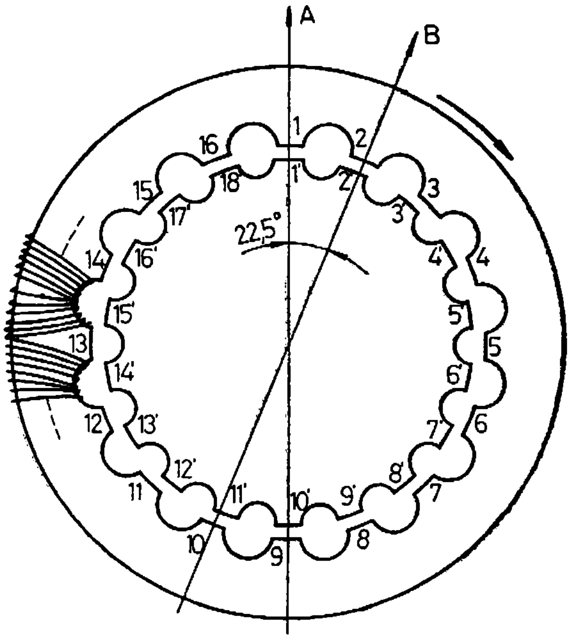


Fig. 6.49. Schema unui motor sincron reductor.

magnetic învîrtitor bipolar produs de înfăşurarea spiralată statorică. Pentru această poziţie notată cu A, permeanţa pe calea cîmpului magnetic învîrtitor este maximă şi în consecinţă cuplul reactiv ce apare la maşina sincronă fără excitaţie în rotor, este nul. La deplasarea cîmpului magnetic învîrtitor astfel încît axa acestuia să coincidă cu axele dinţilor 2, 10 (poziţia B), se dezvoltă un cuplu reactiv ce tinde să suprapună axele unor dinţi rotorici, axelor dinţilor 2, 10. Cei mai apropiaţi dinţi rotorici sînt 2′ şi 11′ şi corespunzător rotorul va suferi o mică deplasare.

Unghiul la centru al axelor dinţilor consecutivi statorici 1, 2 şi rotorici 1′, 2′ este $\alpha_s = \frac{2\pi}{Z_1}$, $\alpha_r = \frac{2\pi}{Z_2}$. Suprapunerea axelor 2, 2′ se face în timpul Δt cînd axa cîmpului magnetic învîrtitor trece din poziţia A în B, rezultat din relaţia

$$\alpha_s = \omega \Delta t = \frac{2\pi}{Z_1} \tag{6.121}$$

iar unghiul descris de axa crestăturii 2′ este

$$\Delta\alpha_r = \alpha_s - \alpha_r = 2\pi\left(\frac{1}{Z_1} - \frac{1}{Z_2}\right) \tag{6.122}$$

Viteza unghiulară a rotorului $\Omega = \frac{\Delta\alpha_r}{\Delta t}$ conform (6.121), (6.122) devine

$$\Omega = \omega \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2}$$

Dacă numerele de dinţi ai statorului şi rotorului Z_1, Z_2 sînt mari şi apropiate, rezultă o viteză a rotorului mult mai mică decît viteza cîmpului magnetic învîrtitor, aşa cum era de dorit.

Dacă rotorul se realizează în inel, cu crestături şi pe circomferinţa interioară şi în acest rotor se dispune un alt rotor în inel cu crestături pe ambele suprafeţe în care se plasează un alt rotor ş.a.m.d., se realizează un ansamblu de mai multe maşini reductoare suprapuse, prin intermediul cărora se pot obţine pe cale electrică, cu evitarea reductorului, valori discrete de turaţii foarte reduse.[1]

[1] A se vedea şi [9 IV], [25].

7. MAŞINI ELECTRICE AMPLIFICATOARE

7.1. INTRODUCERE

În sistemele de reglare automată (cu circuit închis sau deschis), se realizează o relaţie prestabilită între o *mărime de intrare* (de comandă) x_i şi o *mărime de ieşire* (comandată), finală x_e.

Un sistem complex de reglare, este constituit de regulă din mai multe elemente (fig. 7.1), caracterizate prin mărimi de intrare x_i şi de ieşire x_e proprii. Dacă în regim staţionar se realizează o relaţie lineară între mărimile de intrare şi ieşire ale elementelor, acestea sînt liniare, altfel nelineare; considerarea neliniarităţii în calcule este dificilă şi din acest motiv cînd din punct de vedere practic este posibil, se procedează la liniarizare.

În sistemele automate (indiferent de circuit deschis sau închis), apare ca un component de bază, *elementul de amplificare* a mărimii de intrare (comandă), de regulă de amplitudine redusă, în vederea aplicării elementului de execuţie (a se vedea şi § 8.1).

În funcţie de forma de energie utilizată pentru amplificarea şi transmiterea semnalelor de comandă, amplificatoarele pot fi: hidraulice, pneumatice, electrice (amplificatoare magnetice, maşini electrice amplificatoare, etc.).

Elementele amplificatoare sînt caracterizate în regim staţionar prin *coeficientul de amplificare*, dat de raportul K_x dintre mărimea de ieşire X_e şi cea de intrare X_i. Pentru un amplificator electric după cum X_e/X_i este raportul unor curenţi, tensiuni sau puteri, se definesc respectiv *coeficienţii de amplificare în curent, tensiune* sau *putere*.

Maşinile electrice amplificatoare de curent continuu ce fac obiectul capitolului de faţă, sînt amplificatoare de putere şi în consecinţă coeficientul $K_p = \frac{P_e}{P_i}$, dat de raportul dintre puterea amplificată şi puterea de comandă, prezintă importanţă în primul rînd.

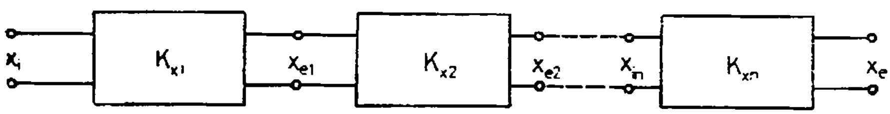


Fig. 7.1. Schema de principiu a mai multor elemente ce compun un sistem de reglare automată.

Comportarea în regim dinamic a unui amplificator, poate fi analizată în cazul cel mai simplu, prin intermediul unei ecuații diferențiale de forma

$$T\frac{dx_e}{dt} + x_e = K_x x_i$$

unde T — constanta de timp a amplificării.

Mașinile electrice amplificatoare de curent continuu sînt în principal *cu autoexcitație critică acordată* și *cu cîmp transversal*; pentru obținerea unor coeficienți de amplificare înalți, se utilizează și *conectarea* lor *în cascadă*. Parametrii de bază ce definesc calitățile mașinii utilizată ca amplificator, sînt *coeficientul de amplificare în putere* și *viteza de răspuns*. În plus, un amplificator trebuie caracterizat în toate împrejurările ce pot interveni în practică și din punctul de vedere al stabilității și siguranței în funcționare.

Ca element de comparație a performanțelor mașinilor electrice amplificatoare de curent continuu, se consideră *generatorul de curent continuu cu excitație separată*, reprezentat în fig. 7.2. Urmărirea comportării în regim dinamic, se face în următoarele ipoteze simplificatoare:

— se linearizează caracteristica de mers în gol;

— se neglijează căderile de tensiune pe înfășurarea indusului și la perii;

— axele înfășurărilor de excitație și indusului fiind perpendiculare (periile presupuse în axa neutră geometrică), se neglijează inductivitatea mutuală.

Considerînd mărime de intrare tensiunea de excitație u_i și mărime de ieșire, tensiunea la borne u_e, presupusă egală în baza ipotezelor adoptate cu t.e.m. indusă u_{eE}, ecuațiile de tensiuni în valori momentane sînt de forma

$$\begin{aligned} u_i &= R_i i_i + L_i \frac{di_i}{dt} \\ u_{eE} &= C i_i = u_e \end{aligned} \tag{7.1}$$

unde R_i, L_i sînt rezistența respectiv inductivitatea înfășurării de excitație străbătută de curentul i_i. Coeficientul C reprezintă panta caracteristicii de gol $u_{eE} = f(i_i)$, considerată linearizată.

Se transcriu ecuațiile (7.1) în imagini Laplace pentru condiții inițiale nule

$$\bar{u}_i(p) = (R_i + pL_i)\bar{i}_i(p)$$

$$\bar{u}_e(p) = C\bar{i}_i(p)$$

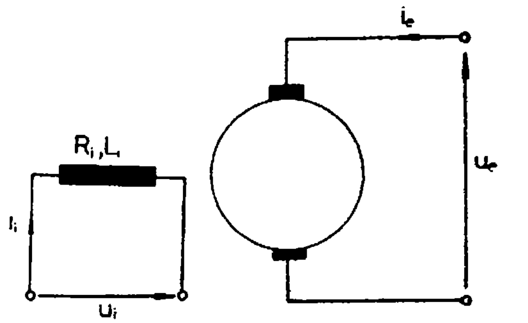


Fig. 7.2. Schema generatorului de curent continuu cu excitație separată, utilizat ca amplificator de putere.

Funcţia de transfer

$$y(p) = \frac{\overline{u}_e(p)}{\overline{u}_i(p)} = \frac{C}{R_i + pL_i} = \frac{C}{R_i}\,\frac{1}{1 + pT_i} \tag{7.2}$$

unde $T_i = \frac{L_i}{R_i}$ — constanta de timp a înfăşurării de excitaţie.

Din (7.2) rezultă că generatorul de curent continuu cu excitaţie separată, se comportă ca un element de întîrziere de ordinul *I*, cu o constantă de timp T_i egală cu cea a înfăşurării de excitaţie (valoarea ei este în plaja 0,5÷1,5 sec.).

Coeficientul de amplificare în tensiune

$$K_{u0} = \frac{U_e}{U_i} = y(0) = \frac{C}{R_i} \tag{7.3}$$

este condiţionat de panta caracteristicii de gol şi rezistenţa înfăşurării de excitaţie.

Coeficientul de amplificare în putere care interesează în primul rînd, ţinînd cont şi de (7.3)

$$K_{p0} = \frac{P_e}{P_i} = \frac{U_e^2}{R_e}\,\frac{R_i}{U_i^2} = K_{u0}^2\,\frac{R_i}{R_e} = \frac{C^2}{R_i R_e} \tag{7.4}$$

unde R_e — rezistenţa receptorului conectat la periile generatorului. Întrucît obişnuit puterea de excitaţie $P_i = (3 \div 10\%)P_e$, rezultă un coeficient redus de amplificare al puterii ($K_{p0} = 10 \div 30$).

Din cele prezentate rezultă că amplificatorul are performanţe modeste, ce se plasează sub nivelul condiţiilor impuse în sistemele de reglare automată.[1]

7.2. MAŞINI ELECTRICE AMPLIFICATOARE CU AUTOEXCITAŢIE

Performanţe superioare amplificatorului de referinţă, sînt asigurate de *maşinile electrice amplificatoare cu autoexcitaţie*. Aceste maşini se dimensionează astfel, încît contribuţia înfăşurării de comandă la producerea cîmpului polar este redusă, ceea ce face să crească sensibil coeficientul de amplificare al puterii.

7.2.1. REGULEXUL

În fig. 7.3 este reprezentată o maşină la care cîmpul inductor este produs pe lîngă înfăşurarea de comandă şi de o înfăşurare derivaţie străbătută de curentul i_a, ce asigură o reacţie pozitivă de tensiune. O astfel de maşină se numeşte *regulex*.

---

[1] A se vedea şi [17], [25].

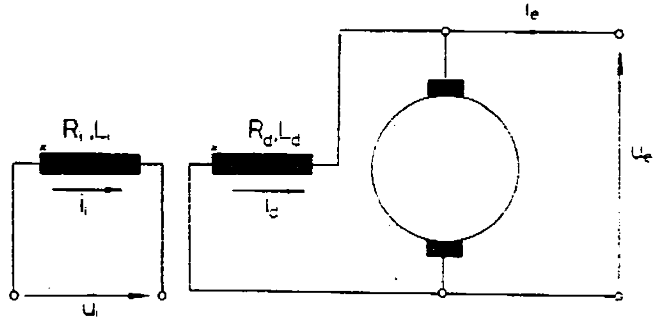


Fig. 7.3. Schema electrică a regulexului.

Rezistența R_d totală a circuitului de excitație derivație, este astfel ca mașina să nu se autoexcite. În fig. 7.4 este reprezentată dreapta excitației (1) de pantă R_d, care conform convenției nu intersectează caracteristica de gol (2).

Prin alimentarea înfășurării de comandă, dreapta excitației suferă o translație într-un sens sau altul față de originea sistemului de axe (în figură ocupă poziția (1″)), intersectează caracteristica de gol în P și la bornele mașinii apare o tensiune U_e de polaritate dependentă de sensul curentului i_i.

Contribuția înfășurării de comandă la obținerea tensiunii de ieșire este cu atît mai mică (și în consecință coeficientul de amplificare al puterii cu atît mai mare), cu cît înclinarea dreptei (1) diferă mai puțin de cea a tangentei (1′) în origine (de pantă C), la caracteristica de gol.

Condiția $R_d > C$ este obligatorie, altfel la bornele mașini se stabilește o tensiune și pentru $u_i \neq 0$ ca la orice generator derivație, împrejurare incompatibilă funcționării ca amplificator de putere.

Înfășurarea derivație este caracterizată de parametrii R_d, L_d și prezintă și o inductivitate mutuală M cu înfășurarea de comandă. Pentru stabilirea ecuațiilor sistemului, se neglijează cuplajele mutuale dintre înfășurările de excitație și înfășurarea indusului și se linearizează caracteristica de gol. Se

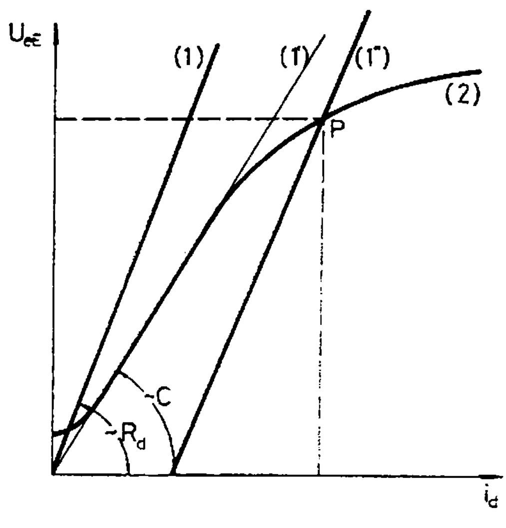


Fig. 7.4. Poziția dreptei excitației față de caracteristica de gol la funcționarea mașinii ca amplificator de putere.

admite de asemenea rezistența de ieșire R_e conectată la bornele mașinii, de valori importante, încît se neglijează căderile de tensiune pe înfășurarea indusului și la perii. În aceste condiții ecuațiile de tensiuni în imagini Laplace pentru condiții inițiale nule, au forma

$$\bar{u}_i(p) = (R_i + pL_i)\bar{i}_i(p) + pM\bar{i}_d(p) \qquad (7.5)$$

$$\bar{u}_e(p) = (R_d + pL_d)\bar{i}_d(p) + pM\bar{i}_i(p) \qquad (7.6)$$

$$\bar{u}_e(p) = K_e n\bar{\Phi}(p) \qquad (7.7)$$

în care considerînd N_i, N_d, numerele de spire ale înfășurărilor de excitație

$$\bar{\Phi}(p) = K_1[N_i\bar{i}_i(p) + N_d\bar{i}_d(p)]$$

astfel că

$$\bar{u}_e(p) = K_eK_1N_dn\left[\bar{i}_d(p) + \frac{N_i}{N_d}\bar{i}_i(p)\right]$$

sau

$$\bar{u}_e(p) = C[\bar{i}_d(p) + K\bar{i}_i(p)] \qquad (7.8)$$

unde

$$C = K_eK_1N_dn, \qquad K = \frac{N_i}{N_d} \qquad (7.9)$$

Coeficientul C reprezintă panta caracteristicii de gol obținută prin alimentarea înfășurării derivație iar curentul Ki_i, curentul înfășurării de comandă raportat la numărul de spire al înfășurării derivație. În fig. 7.5 s-au reprezentat contribuțiile celor două înfășurări la producerea tensiunii induse, în ipoteza de calcul a linearizării caracteristicii de gol (2). Prin (1'') s-a notat ca mai sus dreapta excitației.

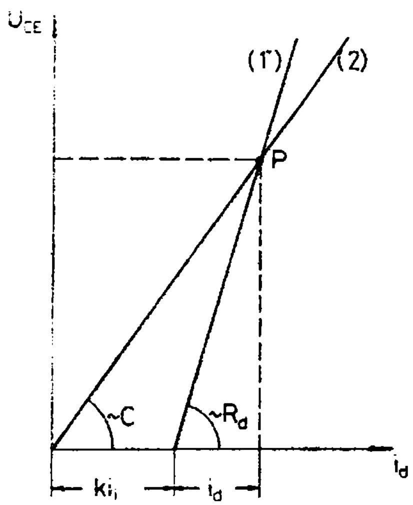


Fig. 7.5. Poziția dreptei excitației față de caracteristica de gol liniarizată.

În sistemul ecuaţiilor (7.5), (7.6), (7.8), eliminînd curenţii $\bar{i}_d(p)$, $i_i(p)$ se obţine funcţia de transfer a regulexului, de forma

$$y(p) = \frac{\bar{u}_e(p)}{\bar{u}_i(p)} = \frac{CKR_d + p(KL_d - M)C}{R_i(R_d - C) + p[L_i(R_d - C) + R_iL_d + MCK] + p^2(L_iL_d - M^2)} \tag{7.10}$$

Conform criteriului Hurwitz pentru o funcţionare stabilă este necesar şi suficient ca toţi coeficienţii ecuaţiei de gradul 2 în p de la numitor, să fie pozitivi. Rezultă şi pe această cale că trebuie îndeplinită condiţia $R_d > C$ pentru ca maşina să poată funcţiona ca amplificator de putere. Condiţia $L_iL_d - M^2 > 0$ este satisfăcută întotdeauna de două înfăşurări cuplate magnetic, iar ceilalţi coeficienţi sînt pozitivi.

Dacă se are în vedere cuplajul magnetic strîns al înfăşurărilor de excitaţie, ce înlănţuie acelaşi circuit magnetic şi se neglijează cîmpul lor de dispersie, se poate scrie

$$L_d = N_d^2\Lambda^2, \quad L_i = N_i^2\Lambda, \quad M = N_iN_d\Lambda$$

unde Λ este permeanţa, aceeaşi pentru ambele înfăşurări pe calea cîmpului magnetic principal.

În acest caz ţinînd cont de (7.9), $KL_d - M = \frac{N_i}{N_d} N_d^2\Lambda - N_iN_d\Lambda = 0$ şi analog $L_i - MK = 0$, $L_iL_d - M^2 = 0$, încît funcţia de transfer (7.10) capătă forma

$$y(p) = \frac{CKR_d}{R_i(R_d - C) + p(L_iR_d + R_iL_d)} = \frac{CKR_d}{R_i(R_d - C)} \cdot \frac{1}{1 + p(T_i + T_d)\frac{R_d}{R_d - C}} \tag{7.11}$$

unde $T_i = \frac{L_i}{R_i}$, $T_d = \frac{L_d}{R_d}$ — constantele de timp ale înfăşurărilor de excitaţie.

În ipotezele adoptate, regulexul se comportă din punct de vedere dinamic ca un element inerţial aperiodic, ca şi maşina amplificatoare cu excitaţie separată.

Coeficientul de amplificare în tensiune

$$K_u = \frac{CKR_d}{R_i(R_d - C)} = K_{u0}\frac{R_dK}{R_d - C} \tag{7.12}$$

iar constanta de timp a amplificatorului

$$T = (T_i + T_d)\frac{R_d}{R_d - C} = T_0\left(1 + \frac{T_d}{T_i}\right)\frac{R_d}{R_d - C}; \tag{7.13}$$

coeficienţii notaţi cu indice zero, privesc amplificatorul cu excitaţie separată, considerat de referinţă.

Coeficientul K_u depinde de mărimea lui K ce se alege de o valoare potrivită din proiectare şi raportul $\frac{R_d}{R_d - C}$. Cu cît R_d este mai apropiat de valoarea critică C, respectiv unghiul dreptelor (1''), (2) (fig. 7.5) este mai mic, cu atît

coeficientul de amplificare al tensiunii este mai mare față de amplificatorul de referință. Din (7.9) se observă însă că $C = f(n)$, de asemenea R_d se modifică în timpul funcționării ca urmare a variației încălzirii mașinii, încît pentru siguranța funcționării ca amplificator (pentru îndeplinirea în mod permanent a condiției $R_d > C$), acești coeficienți nu pot lua valori prea apropiate.

Coeficientul de amplificare al puterii

$$K_p = \frac{P_e}{P_i} = \frac{U_e^2}{R_e} \frac{R_i}{U_i^2} = K_{uo}^2 \frac{R_i}{R_e}\left(\frac{KR_d}{R_d - C}\right)^2 = K_{po}\left(\frac{KR_d}{R_d - C}\right)^2 \qquad (7.14)$$

Ca mai sus, se trage concluzia că la valori apropiate pentru R_d și C, se realizează o creștere sensibilă și a coeficientului de amplificare al puterii, comparativ cu amplificatorul de excitație separată.

Din (7.13) se constată o creștere a constantei de timp a amplificatorului cu autoexcitație. Desigur, cum era de așteptat, prezența înfășurării derivație ce tinde să se opună variației fluxului comandat prin intermediul înfășurării de intrare, determină o creștere a constantei de timp a amplificatorului și prin aceasta o reducere corespunzătoare a vitezei lui de răspuns.

Din compararea ecuațiilor (7.13), (7.14), cîștigul este mai mare la coeficientul K_p față de creșterea constantei de timp și în ansamblu performanțele amplificatorului cu autoexcitație derivație, pot fi considerate superioare celui de referință.

Din (7.8) și fig. 7.3 se observă că solenațiile celor două înfășurări de excitație se însumează și cum contribuția înfășurării derivație este în funcție de tensiunea la borne, amplificatorul analizat se zice că este *cu reacție pozitivă de tensiune.*

Exprimînd ecuația (7.11) în forma

$$y(p) = \frac{CK}{R_i} \frac{1}{\left(1 - \frac{C}{R_d}\right)\left(1 + \frac{p(T_i + T_d)}{1 - \frac{C}{R_d}}\right)}$$

se obține schema funcțională a regulexului din fig. 7.6.

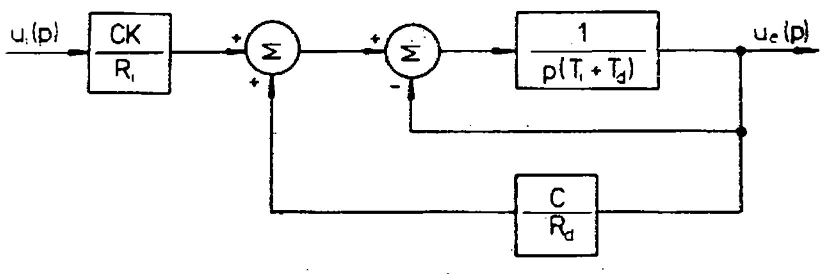


Fig. 7.6. Schema funcțională a regulexului.

7.2.2. M.E.A. CU REACŢIE POZITIVĂ DE TENSIUNE APLICATĂ ŞI PE ÎNFĂŞURAREA DE COMANDĂ

Performanţele pot fi ridicate, dacă pe înfăşurarea de comandă în afara semnalului de intrare se aplică şi o reacţie pozitivă de tensiune conform schemei din fig. 7.7. Ecuaţiile de tensiuni în aceleaşi ipoteze de calcul ca mai sus, capătă forma

$$\bar{u}_e(p) + \bar{u}_i(p) = (R_i + pL_i)\bar{i}_i(p) + pM\bar{i}_d(p) \tag{7.15}$$

$$\bar{u}_e(p) = (R_d + pL_d)\bar{i}_d(p) + pM\bar{i}_i(p) \tag{7.16}$$

unde ca mai sus

$$\bar{u}_e(p) = C[\bar{i}_d(p) + K\bar{i}_i(p)] \tag{7.17}$$

Prin eliminarea curenţilor $\bar{i}_d(p)$, $\bar{i}_i(p)$ se obţine funcţia de transfer de forma

$$y(p) = \frac{\bar{u}_e(p)}{\bar{u}_i(p)} = \frac{CKR_d + p(KL_d - M)C}{R_i(R_d - C) - CKR_d + p[L_i(R_d - C) + L_d(R_i - CK) + MC(K+1)] + p^2(L_iL_d - M^2)} \tag{7.18}$$

Funcţionarea stabilă este satisfăcută dacă toţi coeficienţii ecuaţiei în p de la numitor sînt pozitivi. Termenul liber este pozitiv dacă

$$R_d > C \quad \text{şi} \quad R_i > CK\frac{R_d}{R_d - C} \tag{7.19}$$

Se observă că faţă de cazul precedent, condiţiile de stabilitate sînt mai severe şi se referă nu numai la R_d ci şi la R_i şi anume cu cît R_d este mai apropiat de C, cu atît R_i trebuie să fie de valori mai mari.

Dacă rezistenţele R_i, R_d respectă relaţiile (7.19), coeficientul lui p de la numitor este de asemenea pozitiv; ca şi la regulex condiţia $L_iL_d - M^2 > 0$ este întotdeauna adevărată, încît condiţiile de stabilitate se reduc la satisfacerea inegalităţilor (7.19).

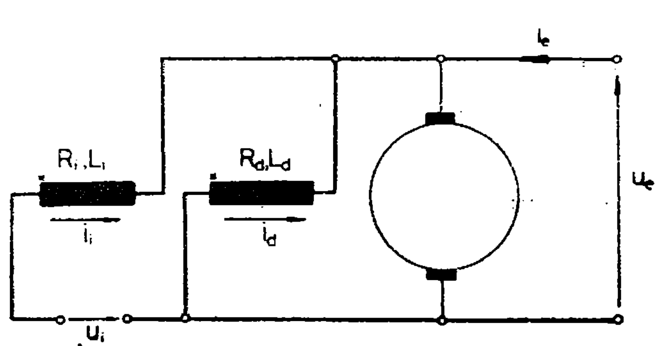


Fig. 7.7. Schema electrică a maşinii electrice amplificatoare cu reacţie pozitivă de tensiune aplicată şi pe înfăşurarea de comandă.

Presupunînd ca mai sus un cuplaj magnetic strîns al înfăşurărilor de excitaţie, se poate considera

$$KL_d = M, \ L_i = MK, \quad L_iL_d - M^2 = 0$$

şi prin urmare

$$y(p) = \frac{CKR_d}{R_i(R_d - C) - CKR_d + p(L_iR_d + R_iL_d)}$$

sau

$$y(p) = \frac{CKR_d}{R_i(R_d - C) - CKR_d} \frac{1}{1 + p(T_i + T_d)\dfrac{R_iR_d}{R_i(R_d - C) - CKR_d}} \tag{7.20}$$

În baza ecuaţiei (7.20) rezultă că amplificatorul se comportă din punct de vedere dinamic tot ca un element de întîrziere de ordinul I, cu constanta de timp

$$T = T_0\left(1 + \frac{T_d}{T_i}\right)\frac{R_iR_d}{R_i(R_d - C) - CKR_d} \tag{7.21}$$

Coeficientul de amplificare al puterii este

$$K_p = \frac{U_e^2}{R_e}\frac{1}{U_iI_i} = \left(\frac{U_e}{U_i}\right)^2\frac{U_i}{R_eI_i}$$

Dar

$$I_i = \frac{U_e + U_i}{R_i}$$

şi

$$K_p = \left(\frac{U_e}{U_i}\right)^2\frac{U_i}{U_e + U_i}\frac{R_i}{R_e} \tag{7.22}$$

Din (7.20)

$$\frac{U_e}{U_i} = \frac{CKR_d}{R_i(R_d - C) - CKR_d}$$

şi pe această bază

$$\frac{U_e + U_i}{U_i} = \frac{R_i(R_d - C)}{R_i(R_d - C) - CKR_d}$$

Înlocuind rezultatul obţinut în (7.22) rezultă după calcule

$$K_p = K_{p0}\left(\frac{R_dK}{R_d - C}\right)^2\frac{R_i(R_d - C)}{R_i(R_d - C) - CKR_d} \tag{7.23}$$

unde $K_{p0} = \dfrac{C^2}{R_iR_e}$ este coeficientul de amplificare în putere al amplificatorului de referinţă.

Dacă se compară valoarea K_p dată de (7.23) cu cea obţinută pentru regulex, rezultă

$$K_p = K_{p\,regul} \cdot \frac{R_i(R_d - C)}{R_i(R_d - C) - CKR_d} \tag{7.24}$$

Deoarece $\frac{R_i(R_d - C)}{R_i(R_d - C) - CKR_d} > 1$, maşina are performanţe amplificatoare superioare, cu atît mai mari, cu cît CKR_d diferă mai puţin de $R_i(R_d - C)$. Observăm însă că pentru asigurarea condiţiilor de stabilitate (7.19) ca amplificator, întrucît coeficienţii C, R_i, R_d nu sînt riguros constanţi, termenii de la numitorul ecuaţiei (7.24) nu pot fi luaţi prea apropiaţi.

Prin compararea constantelor de timp ale amplificatorului considerat şi regulexului, date de ecuaţiile (7.21) şi (7.13), se obţine

$$T = T_{regul} \frac{R_i(R_d - C)}{R_i(R_d - C) - CKR_d}$$

Se constată că faţă de regulex în măsura în care creşte coeficientul de amplificare al puterii, creşte şi constanta de timp şi se reduce corespunzător viteza de răspuns a amplificatorului.

Aplicarea unei reacţii pozitive de tensiune direct pe înfăşurarea de comandă, este preferată cînd prezintă în primul rînd interes în schema în care este conectată maşina, coeficientul de amplificare în putere, viteza de răspuns avînd o importanţă secundară.

7.2.3. ROTOTROLUL

Dacă se inlocuieşte înfăşurarea de excitaţie derivaţie din fig. 7.3 cu o înfăşurare serie, se obţine maşina electrică amplificatoare cu autoexcitaţie numită *rototrol* (fig. 7.8). Înfăşurarea în serie străbătută de curentul de ieşire i_e, este caracterizată prin parametrii R_s, L_s şi prezintă şi o inductivitate mutuală cu înfăşurarea de comandă. Ca mai sus, curenţii i_i, i_e prin înfăşurările de excitaţie, sînt astfel că solenaţiile înfăşurărilor se însumează. Curentul de sarcină i_i lucrează ca o reacţie pozitivă, ce întăreşte efectul curentului de comandă. Din acest motiv, maşina se zice că este *cu reacţie pozitivă de curent*.

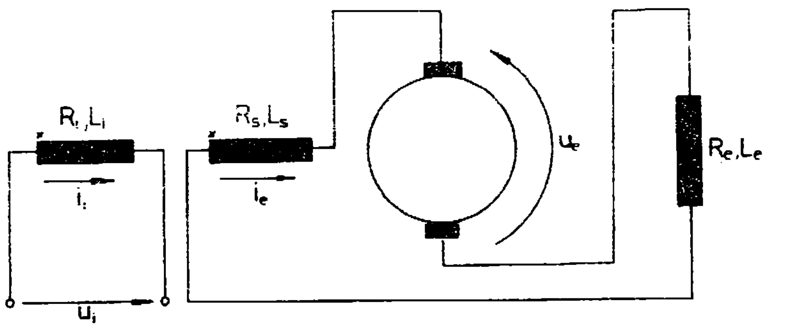


Fig. 7.8. Schema electrică a rototrolului

Notînd R_e, L_e rezistenţa şi inductivitatea receptorului conectat la borne, ecuaţiile de tensiuni ale maşinii în ipotezele de calcul amintite, obţin forma

$$\bar{u}_i(p) = (R_i + pL_i)\bar{i}_i(p) + pM\bar{i}_e(p) \tag{7.25}$$

$$\bar{u}_e(p) = (R_s + pL_s)\bar{i}_e(p) + (R_e + pL_e)\bar{i}_e(p) + pM\bar{i}_i(p)$$

sau

$$\bar{u}_e(p) = (R + pL)\bar{i}_e(p) + pM\bar{i}_i(p) \tag{7.26}$$

unde $R = R_s + R_e$, $L = L_s + L_e$

Avem de asemenea

$$\bar{u}_e(p) = C[\bar{i}_e(p) + K\bar{i}_i(p)] \tag{7.27}$$

unde $K = \frac{N_s}{N_i}$, N_s — numărul de spire al înfăşurării serie.

Considerînd curentul $\bar{i}_e(p)$ ca mărime de ieşire, din sistemul ecuaţiilor (7.25), (7.26), (7.27) se obţine după calcule simple, funcţia de transfer

$$y(p) = \frac{\bar{i}_e(p)}{\bar{u}_i(p)} = \frac{CK - pM}{R_i(R - C) + p[L_i(R - C) + MCK + LR_i] + p^2(LL_i - M^2)} \tag{7.28}$$

Ca şi la regulex din motive se stabilitate trebuiesc îndeplinite condiţiile $LL_i - M^2 > 0$, $R - C > 0$. Prima condiţie este întotdeauna satisfăcută cu atît mai mult, cu cît L înglobează şi inductivitatea receptorului. Cea de a doua condiţie este necesară pentru a nu se realiza autoexcitaţia şi deci funcţionarea ca un simplu generator serie, în absenţa unui semnal aplicat înfăşurării de comandă.

Din punct de vedere dinamic, amplificatorul cu autoexcitaţie serie se comportă ca un element de întîrziere de ordinul II (în ecuaţia (7.28) nu se mai poate lua $LL_i - M^2 \cong 0$, chiar la un cuplaj magnetic strîns al înfăşurărilor).

Se urmăresc performanţele amplificatorului, în cazul simplificat $L_e = 0$. Ca urmare, se poate considera $LL_i - M^2 \cong 0$ şi întrucît ca mai sus $L_i = MK$, funcţia de transfer (7.28) capătă forma

$$y(p) = \frac{CK - pM}{R_i(R - C) + p(L_iR + L_sR_i)} = \frac{CK}{R_i(R - C)} \frac{1 - p\frac{M}{CK}}{1 + p(T_i + T_s)\frac{R}{R - C}} \tag{7.29}$$

unde $T_i = \frac{L_i}{R_i}$, $T_s = \frac{L_s}{R}$ — respectiv constantele de timp ale înfăşurării de comandă şi circuitului conectat la periile maşinii.

Se observă că pentru $L_e = 0$, amplificatorul se comportă ca un element de întîrziere de ordinul I, cu o constantă de timp

$$T = (T_i + T_s)\frac{R}{R-C} = T_0\left(1 + \frac{T_s}{T_i}\right)\frac{R}{R-C} \tag{7.30}$$

sensibil mărită faţă de constanta de timp a amplificatorului de referinţă, atît prin termenul supraunitar $\frac{R}{R-C}$ cît şi prin contribuţia constantei de timp a circuitului de sarcină.

Coeficientul de amplificare al puterii se stabileşte pe baza relaţiei

$$K_p = \frac{R_e I_e^2 R_i}{U_i^2}$$

Dar din (7.29),

$$\frac{I_e}{U_i} = \frac{CK}{R_i(R - C)}$$

şi ţinînd cont şi de (7.4)

$$K_p = K_{po}\left(\frac{KR_e}{R - C}\right)^2$$

Întrucît $R = R_e + R_s \cong R_e$, rezistenţa înfăşurării de excitaţie fiind de regulă neglijabilă, rezultă

$$K_p = K_{po}\left(\frac{KR_e}{R_e - C}\right)^2$$

o expresie analoagă celei obţinute pentru regulex.

Exprimînd ecuaţia (7.29) în forma

$$y(p) = \frac{CK}{RR_i}\left(1 - p\frac{M}{CK}\right)\frac{1}{\left(1 - \frac{C}{R}\right)\left(1 + \frac{p(T_i + T_s)}{1 - \frac{C}{R}}\right)}$$

se obţine schema funcţională a rotorului din fig. 7.9.

Întrucît la maşinile regulex şi rototrol analizate, pantele dreptei excitaţiei şi caracteristicii de gol în porţiunea lineară sînt din considerente de amplificare foarte apropiate, practic suprapuse, ele se numesc *cu autoexcitaţie acordată.*

Observaţii. Maşinile amplificatoare de curent continuu sînt în construcţie întrucîtva diferită de maşinile uzuale. Deoarece puterea la ieşire pentru o putere de comandă dată la o maşină electrică amplificatoare creşte cu viteza de rotaţie, aceasta se execută de regulă de turaţii ridicate, limitate la 1 500—3 000 rot/min. din condiţii mecanice. Tot în scopul obţinerii unor coeficienţi de amplificare ridicaţi, se urmăreşte realizarea maşinii cu întrefier mic şi solicitări magnetice reduse, astfel ca circuitul magnetic să fie nesaturat ; pe această bază se asigură în acelaşi timp pe o plajă largă, o relaţie practic lineară între tensiunea la perii şi tensiunea de comandă.

O atenţie particulară trebuie dată magnetismului remanent B_{rem}. ce determină apariţia unei tensiuni parazite la perii chiar la $u_i = 0$, condiţie incompatibilă cu funcţionarea maşinii ca amplificator. Efectul cîmpului remanent tre-

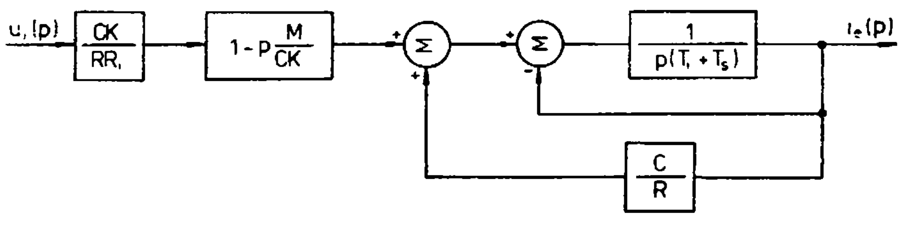


Fig. 7.9. Schema funcţională a rototorului.

buie redus, în principal prin utilizarea unor materiale feromagnetice potrivite, caracterizate şi printr-un cîmp coercitiv cît mai redus (printr-un ciclu de histerezis, ce reprezintă o altă sursă importantă de nelinearităţi, pe cît posibil mai îngust). Tot pentru reducerea lui B_{rem}. se procedează la construirea circuitului magnetic din tole, cu efecte favorabile şi asupra vitezei de răspuns a amplificatorului.[1]

7.3. CONECTAREA ÎN CASCADĂ A MAŞINILOR AMPLIFICATOARE

Conectarea în cascadă (în etaje) reprezintă o altă posibilitate de creştere a coeficientului K_p. În fig. 7.10 sînt reprezentate două maşini amplificatoare A_1, A_2, cuplate electric astfel, încît circuitul de ieşire al primului, reprezintă circuit de intrare pentru cel de al doilea amplificator.

Ecuaţiile de tensiuni în ipotezele de calcul admise, sînt de forma

$$
\begin{aligned}
\bar{u}_i(p) &= (R_{i1} + pL_{i1})\,\bar{i}_{i1}(p) \\
\bar{u}_{e1}(p) &= C_1\bar{i}_{i1}(p) \\
\bar{u}_{i2}(p) &= (R_{i2} + pL_{i2})\bar{i}_{i2}(p) \\
\bar{u}_{e2}(p) &= C_2\bar{i}_{i2}(p) \\
\bar{u}_{e1}(p) &= \bar{u}_{i2}(p)\,; \quad \bar{i}_{e1}(p) = \bar{i}_{i2}(p)
\end{aligned}
\tag{7.31}
$$

R_{i1}, L_{i1}, R_{i2}, L_{i2} sînt rezistenţele şi inductivităţile circuitelor de excitaţie, C_1, C_2 — pantele caracteristicilor de gol, presupuse linearizate, ale amplificatoarelor A_1, A_2.

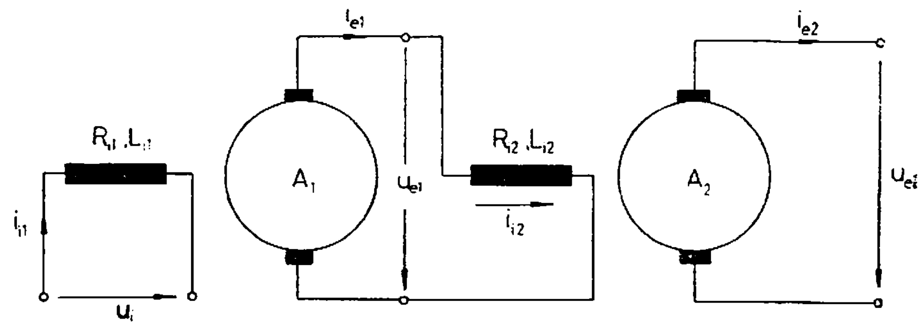


Fig. 7.10. Schema de conectare în cascadă a două generatoare de curent continuu cu excitaţie separată.

---

[1] A se vedea şi [8], [12], [17].

Eliminînd curenţii din sistemul (7.31) rezultă

$$y(p)=\frac{\bar{u}_e(p)}{\bar{u}_i(p)}=\frac{\bar{u}_e(p)}{\bar{u}_{e1}(p)}\frac{\bar{u}_{e1}(p)}{\bar{u}_i(p)}=\frac{C_2}{R_{i2}+pL_{i2}}\frac{C_1}{R_{i1}+pL_{i1}}=$$

$$=\frac{C_1C_2}{R_{i1}R_{i2}}\frac{1}{1+p(T_1+T_2)+p^2T_1T_2}$$

unde

$T_1=\frac{L_{i1}}{R_{i1}}$, $T_2=\frac{L_{i2}}{R_{i2}}$ — constantele de timp ale amplificatoarelor A_1, A_2, aceleaşi cu constantele de timp ale circuitelor de excitaţie.

Sistemul amplificatoarelor se comportă din punct de vedere dinamic ca un element de întîrziere de ordinul II, încît la modificarea mărimii de intrare (tensiunii u_i), mărimea de ieşire tinde prin oscilaţii spre noua valoare finală. Cum timpii T_1, T_2 sînt de ordinul (0,5—1) sec. se poate neglija produsul termenilor T_1T_2 faţă de suma lor, ca urmare

$$y(p)\cong\frac{C_1C_2}{R_{i1}R_{i2}}\frac{1}{1+p(T_1+T_2)} \tag{7.32}$$

şi în această ipoteză simplificatoare, funcţia de transfer caracterizează un element de întîrziere de ordinul I.

Din (7.32) rezultă pentru coeficientul de amplificare al tensiunii şi constanta de timp, relaţiile

$$K_u=K_{u1}K_{u2},\quad T=T_1+T_2$$

Coeficientul de amplificare în putere

$$K_p=\frac{P_e}{P_i}=\left(\frac{U_e}{U_i}\right)^2\frac{R_{i1}}{R_e}=K_u^2\frac{R_{i1}}{R_e} \tag{7.33}$$

unde R_e — rezistenţa la bornele amplificatorului A_2.

Ecuaţia (7.33) se mai poate pune sub forma

$$K_p=K_{u1}^2\frac{R_{i1}}{R_{i2}}K_{u2}^2\frac{R_{i2}}{R_e}$$

şi dacă se ţine cont de (7.4)

$$K_p=K_{p1}K_{p2}$$

În consecinţă, conectarea în cascadă a două amplificatoare, conduce la un coeficient K_p sensibil mărit, dat de produsul coeficienţilor proprii de amplificare; constanta de timp echivalentă T, sumă a constantelor proprii de timp ale amplificatoarelor creşte, dar nu în aceeaşi măsură şi prin urmare performanţele în regim dinamic ale cascadei, sînt superioare celor obţinute cu un singur amplificator component.

La ieşirea amplificatorului A_2 se poate conecta înfăşurarea de excitaţie (de comandă) a unui alt amplificator A_3 ş.a.m.d. Coeficientul de amplificare în putere ce se obţine creşte, în acelaşi timp creşte însă şi constanta de timp echivalentă şi în consecinţă se poate reduce simţitor viteza de răspuns, o altă cifră de merit deosebit de importantă a amplificatorului. Din acest motiv se limitează de obicei la 2 sau 3, numărul de amplificatoare conectate în etaje[1].

[1] A se vedea [17].

7.4. MAŞINI ELECTRICE AMPLIFICATOARE CU CÎMP TRANSVERSAL

Caracteristic maşinilor cu cîmp transversl, este existenţa pentru fiecare pereche de poli, a cîte două perechi de perii pe colector, cu axele ortogonale electric. Funcţionarea acestor maşini se bazează pe utilizarea cîmpului de reacţie transversal al indusului, drept cîmp inductor de bază.

7.4.1. AMPLIDINA

Este maşina electrică amplificatoare[1] din această categorie, cea mai utilizată în sistemele de reglare automată, fiind caracterizată prin coeficienţi K_p de valori ridicate (de ordinul zecilor şi chiar sutelor de mii) şi viteze de răspuns relativ înalte ($T \cong 0,15$ sec); se execută pentru puteri de ieşire între $0,4 \div 40$ Kw şi puteri de comandă în plaja $0,1 \div 1$ w.

Elementele constructive de bază ale amplidinei, sînt aceleaşi de la maşinile de curent continuu. Diferenţele ce intervin se referă în principal la circuitul magnetic statoric şi înfăşurările pe care le susţine. Indusul este practic ca şi al unei maşini de curent continuu normale.

De regulă amplidina se realizează ca o maşină bipolară (la puteri mari se adoptă soluţia cu mai multe perechi de poli) şi în consecinţă pe colector se plasează două perechi de perii A_1, A_2 şi B_1, B_2 respectiv în axele transversale şi longitudinale (fig. 7.11). Pe polii maşinii se găsesc de regulă mai multe

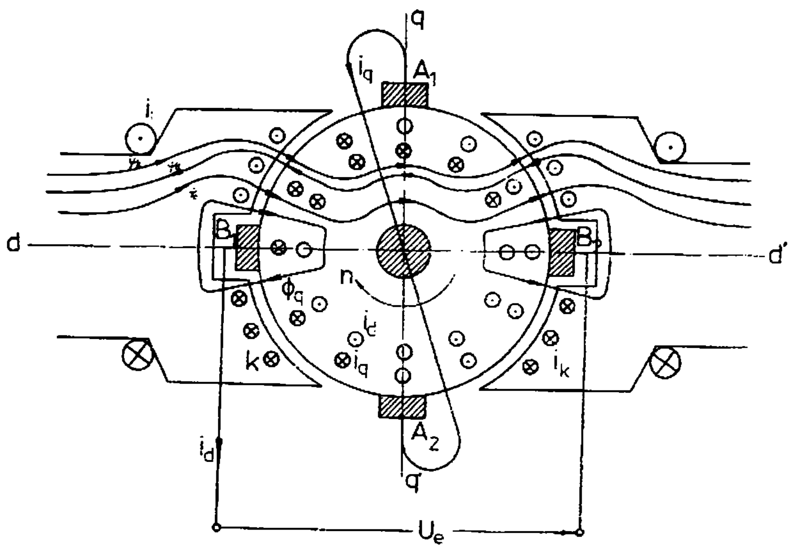


Fig. 7.11. Schema principială a amplidinei.

[1] A se vedea şi [7], [8], [16], [17], [25], [26].

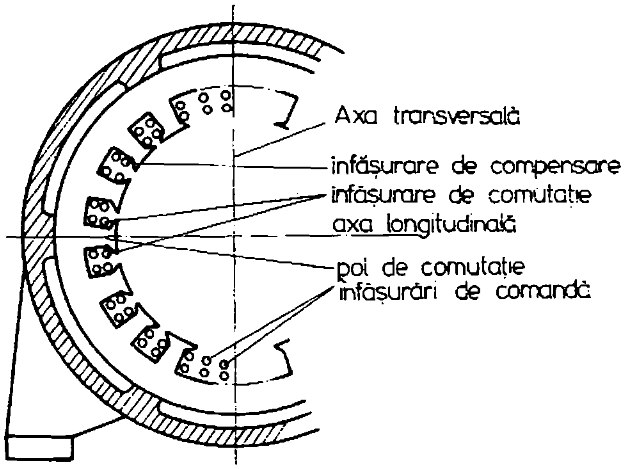


Fig. 7.12. Secţiune transversală prin statorul amplidinei, cu evidenţierea înfăşurărilor plasate în crestături.

înfăşurări de excitaţie, ce produc cîmpul magnetic inductor longitudinal,strîns cuplate între ele. În axa polilor amplidinei este practicată o crestătură ce divizează parţial (ca în figură) sau total, fiecare pol în doi semipoli (astfel că maşină bipolară cu poli complet divizaţi, capătă forma constructivă a unei maşini tetrapolare). Pentru asigurarea caracteristicilor funcţionale necesare, în axa longitudinală, pe poli, în formă concentrată sau repartizată (în fig. 7.11 în crestăturile practicate în tălpile polare) se prevede o înfăşurare de compensaţie K.

O altă formă constructivă larg utilizată pentru stator, este cea reprezentată în fig. 7.12. Tola statorică se realizează din tablă de oţel electrotehnic iar circuitul magnetic este fixat într-o carcasă de oţel.

Soluţia constructivă figurată, prezintă avantaje tehnologice (permiţînd o producţie de serie) şi funcţionale (prin repartizarea în crestături a înfăşurării de compensaţie şi prevederea polilor de comutaţie în axa longitudinală) şi din aceste considerente este aplicată la amplidine de puteri mici şi medii (sub 10 Kw).

Pentru asigurarea unei viteze de răspuns cît mai ridicate, se preferă ca întreg circuitul magnetic al amplidinei să se realizeze din tole.

Principiul de funcţionare al amplidinei poate fi explicat după cum urmează. Prin intermediul înfăşurărilor de excitaţie (pentru simplificare se va considera una singură), se produce cîmpul magnetic longitudinal de comandă ϕ_c care induce la periile transversale A_1, A_2 o t.e.m. de rotaţie u_{eq} (tensiunea indusă la periile B_1, B_2 cu axa supradusă axei cîmpului inductor, este nulă). În fig. 7.13 pentru sensul de rotaţie al indusului indicat, s-au reprezentat t.e.m. induse în conductoarele rotorice;

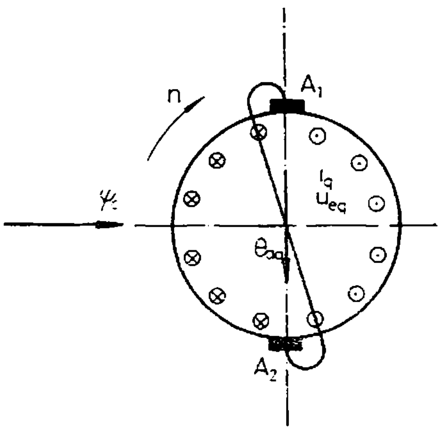


Fig. 7.13. T.e.m. induse în conductoarele rotorice de fluxul ϕ_c.

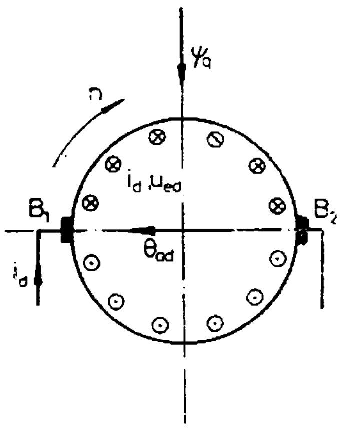


Fig. 7.14. T.e.m. induse în conductoarele rotorice de fluxul ψ_q.

legînd în scurtcircuit periile A_1, A_2 în circuitul transversal al indusului se stabilește ca urmare un curent i_q care circulă prin conductoare în sensul tensiunii induse. Solenația de reacție a indusului ϑ_{aq} este orientată după direcția transversală și corespunzător, cîmpul de reacție ψ_q este transversal. Cum rezultă din fig. 7.14 acesta este cîmpul unei mașini bipolare cu excitația în rotor, avînd sistemul polilor rotit față de polii de comandă cu $\frac{\pi}{2}$ rad. el. în sensul rotației.

Cîmpul de reacție transversal, este cîmpul inductor de bază în mașină, ce determină și nivelul solicitărilor magnetice. El induce o t.e.m. maximă la periile B_1, B_2 numite *periile de lucru* (*ieșire*) ale mașinii, și nulă la periile A_1, A_2.

Întrucît periile A_1, A_2 sînt conectate în scurtcircuit este suficient un mic cîmp inductor longitudinal pentru producerea unui curent transversal i_q și unei solenații ϑ_{aq} importante. Pentru stabilirea și unui cîmp de reacție transversal cît mai mare (a unei tensiuni la periile de lucru cît mai ridicate), pe lîngă asigurarea unei solenații transversale importante, se iau măsuri de reducere a reluctanței circuitului magnetic corespunzător.

La mersul în gol al amplidinei, prin înfășurarea indusului circulă doar curentul transversal i_q. Conectînd un consumator la bornele de lucru B_1, B_2, prin circuitul longitudinal al indusului se stabilește curentul de sarcină i_d. În fig. 7.14 se indică sensul t.e.m. u_{ed} induse în înfășurarea rotorică de cîmpul transversal, ce coincide cu sensul curentului de sarcină i_d corespunzător.

Solenația de reacție ϑ_{ad} condiționată de curentul i_d determină un cîmp de reacție longitudinal ψ_d care, se vede, este demagnetizant față de cîmpul de comandă ψ_c. Ca urmare, la conectarea în sarcină a amplidinei, intervine o scădere rapidă a tensiunii induse la periile transversale, o reducere corespunzătoare a curentului i_q și în final o scădere sensibilă a tensiunii la periile de lucru.

Pentru evitarea efectului demagnetizant al reacției longitudinale de indus, se prevede o înfășurare de compensație K, dispusă în una din cele două variante constructive și conectată în serie, diferențial, cu circuitul longitudinal al indusului. La utilizarea înfășurării de compensație concentrate, se poate arăta că o funcționare satisfăcătoare este posibilă, doar la supradimensionarea circuitului magnetic și a mașinii în general (la aceleași dimensiuni, puterea se reduce pînă la aproape de două ori factorul de amplificare de 4—6 ori dacă nu se adoptă înfășurarea de compensație repartizată). Din acest motiv înfășurarea K concentrată se folosește doar la mașinile mici.

Prin conectarea unei rezistențe R_k în paralel cu înfășurarea K, se modifică curentul ce se ramifică prin înfășurare, contribuția solenației corespunzătoare ϑ_k și deci gradul de compensare. Dacă pentru o valoare a rezistenței, solenația ϑ_k compensează solenația ϑ_{ad} astfel ca fluxurile ψ_d, ψ_k se anihilează reciproc total, mașina este *compensată critic* (în mașină se stabilesc doar fluxul ψ_c în axa longitudinală și fluxul transversal ψ_q). Cîmpurile magnetice condițio-

nate de curenţii din înfăşurarea de compensaţie şi înfăşurarea indusului conectată la periile de lucru, capătă în acest caz caracterul unor cîmpuri de dispersie, ce nu influenţează cîmpurile inductoare din cele două axe.

Faţă de această situaţie, o creştere a rezistenţei R_k (a curentului înfăşurării de compensaţie), determină o supracompensare a reacţiei de indus, invers, o subcompensare; dacă prin urmare nu este asigurată compensarea critică, rezultă că fluxurile din cele două axe depind de sarcină.

Pentru ameliorarea comutaţiei, amplidina poate fi prevăzută cu poli auxiliari în ambele axe. De cele mai multe ori însă, sînt folosiţi polii de comutaţie doar pentru periile circuitului de sarcină.

Din cele prezentate rezultă că amplidina compensată critic, reprezintă în esenţă două amplificatoare cuplate în cascadă (în două etaje), înglobate într-o singură maşină. Primul amplificator are ca circuit de intrare înfăşurarea de excitaţie şi circuit de ieşire înfăşurarea indusului legată la periile scurtcircuitate A_1, A_2. Această înfăşurare serveşte în acelaşi timp la producerea cîmpului de comandă (ca circuit de intrare), pentru cel de al doilea amplificator care are bornele de ieşire la periile B_1, B_2.

Curenţii i_d, i_q se stabilesc prin aceleaşi conductoare ale bobinajului rotoric. Prin suprapunerea efectelor, avînd în vedere figurile 7.13, 7.14, se constantă o repartiţie neuniformă a curentului în diversele părţi ale înfăşurării. Astfel pe porţiunea cuprinsă între periile A_1, B_1 şi A_2, B_2 (fig. 7.11) curentul total din crestătură este $|i_d + i_q|$ iar pe porţiunile B_2, A_1 şi B_1, A_2, $|i_d - i_q|$. Această reprezintă un dezavantaj al amplidinei, periferia indusului fiind neuniform solicitată din punct de vedere electric.

În fig. 7.11 s-au reprezentat şi liniile cîmpurilor de comandă ψ_c, de reacţie longitudinală ψ_d şi de compensaţie ψ_k, ce se închid în lungul axei longitudinale.

7.4.1.1. FUNCŢIONAREA AMPLIDINEI ÎN REGIM DINAMIC

Se are în vedere schema echivalentă din fig. 7.15 unde indusul este reprezentat prin două înfăşurări cu axele în cuadratură, legate la cele două sisteme de perii.

Pentru generalizare, amplidina nu se consideră exact compensată şi prin urmare trebuiesc introduse inductivităţile mutuale dintre înfăşurările plasate în axa d. Capetele de la care privite înfăşurările din axa longitudinală apar mosorate în acelaşi sens, se consideră borne de început şi se notează prin steluţe; dacă curenţii înfăşurărilor sînt la fel orientaţi faţă de bornele de început, solenaţiile se însumează, altfel se scad.

Fie în fig. 7.15, u_i, u_k, u_q, u_d, respectiv tensiunile la bornele înfăşurărilor de comandă, de compensaţie şi indusului la bornele transversale (periile A_1, A_2) şi longitudinale (periile B_1, B_2) şi i_i, i_k, i_q, i_d, curenţii corsespunzători.

Sensurile pozitive pentru curenţii înfăşurărilor din axa longitudinală s-au luat astfel, ca înfăşurările de comandă şi compensaţie să lucreze adiţional una faţă de alta şi diferenţial faţă de înfăşurarea longitudinală a indusului.

Dacă se neglijează saturaţia atît pentru circuitul magnetic transversal cît şi cel longitudinal al maşinii (dacă parametrii tuturor înfăşurărilor se consideră

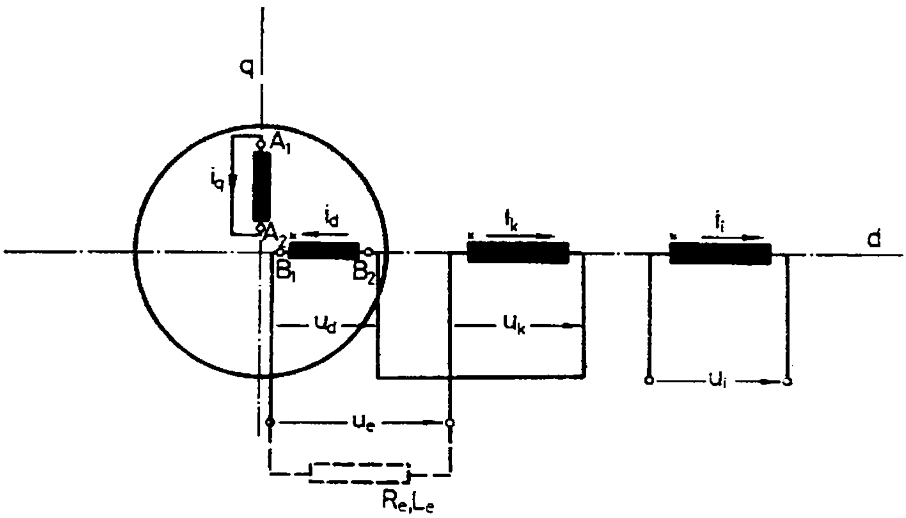


Fig. 7.15. Schema electrică echivalentă a amplitudinei.

constanţi), ecuaţiile de tensiuni pentru înfăşurările considerate, în condiţii iniţiale nule, sînt de forma

$$\begin{aligned} \bar{u}_i(p) &= (R_i + pL_i)\bar{i}_i(p) + pL_{ki}\bar{i}_k(p) + pL_{di}\bar{i}_d(p) \\ \bar{u}_k(p) &= (R_k + pL_k)\bar{i}_k(p) + pL_{ik}\bar{i}_i(p) - pL_{dk}\bar{i}_d(p) \\ \bar{u}_q(p) &= \bar{u}_{eqr}(p) - (R_q + pL_q)\bar{i}_q(p) \\ \bar{u}_d(p) &= \bar{u}_{edr}(p) + pL_{id}\cdot\bar{i}_i(p) + pL_{kd}\bar{i}_k(p) - (R_d + pL_d)\bar{i}_d(p) \end{aligned} \tag{7.34}$$

S-a notat prin R_n, L_n, rezistenţa respectiv inductivitatea proprie a înfăşurării n ($n = i, k, d, q$) iar prin L_{mn} inductivitate amutuală a înfăşurărilor m, n ($m, n = i, k, d$, în combinaţii astfel ca $m \neq n$).

În (7.34), $\bar{u}_{eqr}(p)$, $\bar{u}_{edr}(p)$ sînt t.e.m. induse prin rotaţie la periile transversale respectiv longitudinale ale rotorului şi se pot exprima conform celor cunoscute, în forma

$$\begin{aligned} \bar{u}_{eqr}(p) &= C_i\bar{i}_i(p) + C_k\bar{i}_k(p) - C_d\bar{i}_d(p) \\ \bar{u}_{edr}(p) &= C_q\bar{i}_q(p) \end{aligned} \tag{7.35}$$

Coeficientul C_n ($n = i, k$) reprezintă panta porţiunii lineare, nesaturate, a caracteristicii de gol $U_{eq} = f(I_n)$ dacă ar fi alimentată doar înfăşurarea n bornele A_1, A_2 şi B_1, B_2 ale amplidinei fiind în gol. Coeficientul C_d are aceeaşi semnificaţie şi se obţine prin trasarea caracteristicii de gol $U_{eq} = f(I_d)$, ridicată doar prin alimentarea înfăşurării indusului la periile longitudinale B_1, B_2; întrucît solenaţia corespunzătoare curentului longitudinal al indusului are efect demagnetizant, t.e.m. corespunzătoare intervine în (7.35) cu semnul minus.

Cîmpul din axa transversală a maşinii este condiţionat doar de curentul transversal al indusului şi coeficientul C_q se determină experimental ca şi C_d, trasînd caracteristica de gol $U_{ed}=f(I_q)$ pentru curenţi nuli prin celelalte înfăşurări.

Ecuaţiile (7.34), (7.35) ce descriu comportarea în regim dinamic a amplidinei, se pot grupa în forma matricială

$$\begin{vmatrix} \bar{u}_i(p) \\ \bar{u}_k(p) \\ \bar{u}_q(p) \\ \bar{u}_d(p) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_i + pL_i & pL_{ki} & 0 & -pL_{di} \\ pL_{ik} & R_k + pL_k & 0 & -pL_{dk} \\ C_i & C_k & -(R_q + pL_q) & -C_d \\ pL_{id} & pL_{kd} & C_q & -(R_d + pL_d) \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \bar{i}_i(p) \\ \bar{i}_k(p) \\ \bar{i}_q(p) \\ \bar{i}_d(p) \end{vmatrix} \tag{7.36}$$

Pentru stabilirea schemei bloc a amplidinei se introduce în (7.34), (7.35), $\bar{i}_d(p) = \bar{i}_k(p)$, $\bar{u}_q(p) = 0$ şi se evidenţiază în baza figurii 7.15, tensiunea de ieşire $\bar{u}_e(p) = \bar{u}_d(p) - \bar{u}_k(p)$.

Se obţine

$$\bar{u}_i(p) = (R_i + pL_i)\bar{i}_i(p) + p(L_{ki} - L_{di})\bar{i}_d(p)$$

$$C_i\bar{i}_i(p) + (C_k - C_d)\bar{i}_d(p) - (R_q + pL_q)\bar{i}_q(p) = 0 \tag{7.37}$$

$$\bar{u}_e(p) = -[R_d + R_k + p(L_d + L_k - 2L_{dk})]\bar{i}_d(p) + C_q\bar{i}_q(p) - p(L_{ik} - L_{id})\bar{i}_i(p)$$

Dacă amplidina debitează peste un receptor exterior cu parametrii R_e, L_e, avem şi

$$\bar{u}_e(p) = (R_e + pL_e)\bar{i}_d(p) \tag{7.38}$$

Din (7.37), (7.38) rezultă

$$\bar{i}_i(p) = \frac{\bar{u}_i(p) - p(L_{ki} - L_{di})\bar{i}_d(p)}{R_i + pL_i}; \quad \bar{i}_q(p) = \frac{C_i\bar{i}_i(p) - (C_d - C_k)\bar{i}_d(p)}{R_q + pL_q}$$

$$\bar{i}_d(p) = \frac{C_q\bar{i}_q(p) - p(L_{ik} - L_{id})\bar{i}_i(p)}{R_a + pL_a} \tag{7.39}$$

unde $R_a = R_e + R_k + R_d$; $L_a = L_d + L_k + L_e - 2L_{dk}$.

În baza ecuaţiilor (7.39) schema bloc este imediată (fig. 7.16).

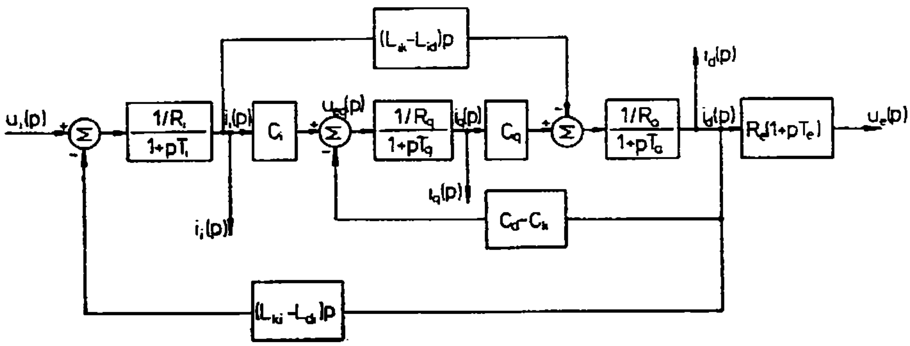


Fig. 7.16. Schema bloc a amplidinei dedusă pe baza ecuaţiilor (7.39).

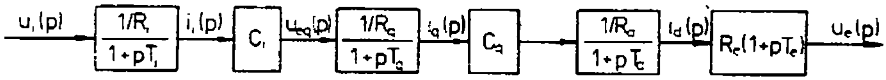


Fig. 7.17. Schema bloc simplificată pentru amplidina complet compensată.

Constantele de timp ce intervin în schema bloc, au expresiile

$$T_i = \frac{L_i}{R_i}, \quad T_q = \frac{L_q}{R_q}, \quad T_a = \frac{L_d + L_k + L_e - 2L_{dk}}{R_d + R_k + R_e} \tag{7.40}$$

În (7.40), T_i, T_q, sînt respectiv constantele de timp ale circuitului de comandă și circuitului transversal al indusului conectat în scurtcircuit iar T_a, constanta de timp rezultantă a circuitului longitudinal, conectat peste un receptor exterior.

Pentru amplidina complet compensată, cîmpul longitudinal principal este produs doar de înfășurarea de comandă, ca și cum înfășurarea longitudinală a indusului și cea de compensație n-ar exista (și ca urmare $L_{ik} - L_{di} = 0$ și analog $C_d - C_k = 0$), încît schema bloc capătă forma simplificată (fig. 7.17).

Dacă amplidina funcționează la mersul în gol, schema bloc devine (fig. 7.18), și funcția de transfer corespunzătoare

$$y(p) = \frac{\bar{u}_e(p)}{\bar{u}_i(p)} = \frac{C_q C_i}{R_q R_i} \frac{1}{(1 + pT_i)(1 + pT_q)}$$

este similară celei obținute pentru o cascadă de două mașini amplificatoare cu excitație separată.

În mod normal $T_i = (0,1 - 0,5)$sec., $T_q = (0,01 - 0.2)$ sec. încît se poate neglija produsul $T_i T_q$ și considera

$$y(p) \cong \frac{C_i C_q}{R_i R_q} \frac{1}{1 + p(T_i + T_q)} \tag{7.41}$$

În aceste condiții, rezultă că amplidina se comportă dinamic ca un element de întîrziere de ordinul I, cu o constantă de timp echivalentă $T = T_i + T_q$.

Coeficientul de amplificare în putere $K_p = K_{p1} K_{p2}$ al amplidinei, este sensibil superior cascadei. Primul etaj al amplidinei are ca circuit de ieșire înfășurarea indusului privită dinspre periile transversale legate în scurtciruit, caracterizată prin o rezistență redusă. Un mic curent de comandă i_i, determină ca urmare un curent transversal important, realizînd astfel o amplificare cu mult superioară primului etaj al cascadei cu două mașini amplificatoare (la care curentul circuitului de ieșire al primului etaj, este limitat nu numai de rezistența înfășurării indusului dar și de rezistența înfășurării de excitație a mașinii din etajul următor). Pe această bază, coeficientul de amplificare în putere al amplidinei atinge valori de ordinul zecilor de mii. Desigur, perfor-

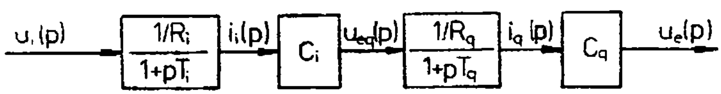


Fig. 7.18. Schema bloc a amplidinei funcționînd la mersul în gol.

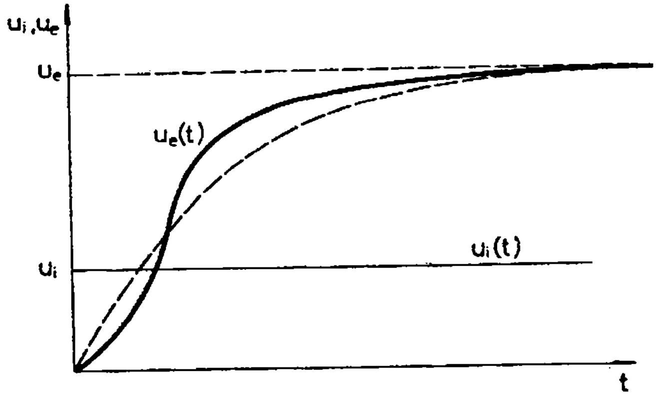


Fig. 7.19. Curba $u_e(t)$ la aplicarea unui semnal treaptă de tensiune la intrare.

manţele amplificatoare ale amplidinei se reduc sensibil, dacă efectul demagnetizant al reacţiei longitudinale de indus, nu este complet compensat.

Amplidina este superioară cascadei de două maşini amplificatoare şi în ce priveşte viteza de răspuns, ca urmare a valorii reduse a constantei de timp T_q a înfăşurării transversale a indusului.

Dacă la intrarea amplidinei se aplică un semnal treaptă de tensiune, teoretic tensiunea de ieşire la mersul în gol, ca la orice element de ordinul I, trebuie să varieze în timp exponenţial către valoarea stabilizată. În realitate, curba tensiunii ridicate pe cale oscilografică are alura reprezentată cu linie continuă din fig. 7.19. Abaterile de la forma exponenţială, trebuiesc puse în legătură cu ipotezele simplificatoare de calcul în care a fost dedusă ecuaţia (7.41).

Dacă amplidina are la bornele de ieşire conectat un consumator, trebuie considerată schema bloc din fig. 7.17 sau fig. 7.16 după cum maşina este sau nu total compensată.

În mod normal, amplidina are mai multe înfăşurări de excitaţie suprapuse, de comandă, de reacţie pozitivă, de stabilizare, de comparaţie etc. (fig. 7.20), întrucît într-un sistem de reglare automată, funcţiile ei nu se reduc doar la cele de simplu amplificator.

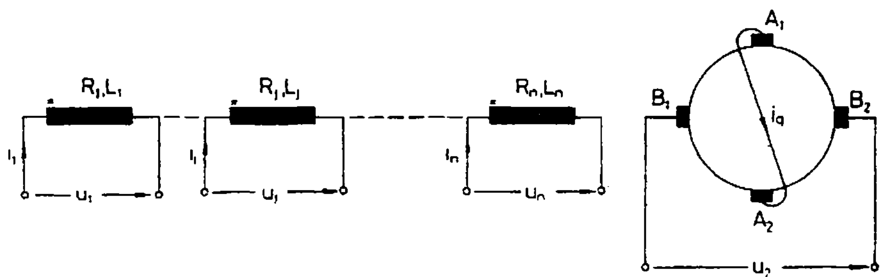


Fig. 7.20. Schema electrică a amplidinei cu mai multe înfăşurări de excitaţie.

Fie $u_1, \ldots u_j, \ldots u_n$, tensiunile de alimentare ale celor n înfăşurări de excitaţie. Dacă se consideră amplidina complet compensată (se neglijează cuplajul mutual cu înfăşurarea indusului şi de compensaţie), la asocierea sensurilor pozitive pentru curenţi şi tensiuni ca în fig. 7.20, ecuaţiile de tensiuni sînt de forma

$$\begin{vmatrix} \bar{u}_1(p) \\ \vdots \\ \bar{u}_j(p) \\ \vdots \\ \bar{u}_n(p) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_1 + pL_1 \ldots\ldots pL_{j1} & \ldots\ldots pL_{n1} \\ \vdots & \\ pL_{1j} \quad \ldots\ldots R_j + pL_j & \ldots\ldots pL_{nj} \\ \vdots & \\ pL_{1n} \quad \ldots\ldots pL_{jn} & \ldots\ldots R_n + pL_n \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \bar{i}_1(p) \\ \vdots \\ \bar{i}_j(p) \\ \vdots \\ \bar{i}_n(p) \end{vmatrix} \tag{7.42}$$

T.e.m. $u_{eq}(p)$ indusă la periile transversale este determinată de solenaţia rezultantă a tuturor înfăşurărilor de excitaţie

$$\bar{u}_{eq}(p) = C'[N_1\bar{i}_1(p) + \ldots + N_j\bar{i}_j(p) + \ldots + N_n\bar{i}_n(p)] =$$

$$= C'N_1\left[\bar{i}_1(p) + \ldots + \frac{N_j}{N_1}\bar{i}_j(p) + \ldots + \frac{N_n}{N_1}\bar{i}_n(p)\right]$$

sau

$$\bar{u}_{eq}(p) = C_{t1}\sum_1^n \bar{i}'_j(p) = C_{t1}\bar{i}_t(p) \tag{7.43}$$

unde

$$\bar{i}'_j(p) = \frac{N_j}{N_1}\bar{i}_j(p)\,; \qquad \bar{i}_t(p) = \sum_1^{tn} \bar{i}'_j(p) \tag{7.44}$$

i_t — curentul echivalent ce străbătînd înfăşurarea 1, determină aceeaşi solenaţie de excitaţie ca şi în cazul real ; C_{t1} — panta porţiunii lineare, nesaturate, a caracteristicii de gol $U_{eq} = f(I_1)$.

Întrucît înfăşurările de excitaţie sînt strîns cuplate magnetic între ele (în varianta constructivă din fig. 7.12 sînt plasate în aceleaşi crestături) se pot neglija scăpările. În acest caz se poate scrie

$$L_1 = N_1^2\Lambda, \; L_j = N_j^2\Lambda, \; L_{j1} = N_jN_1\Lambda \tag{7.45}$$

unde Λ este permanenţa circuitului magnetic longitudinal, aceeaşi pentru toate înfăşurările.

În baza ecuaţiilor (7.45) avem şi

$$L_j = \left(\frac{N_j}{N_1}\right)^2 L_1, \qquad L_{j1} = \frac{N_jN_1}{N_1^2} L_1 \tag{7.46}$$

şi ecuaţiile (7.42) după unele transformări devin

$$\begin{vmatrix} \bar{u}_1(p) \\ \vdots \\ \bar{u}'_j(p) \\ \vdots \\ \bar{u}'_n(p) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_1 + pL_1 \ldots\ldots pL_1 & \ldots\ldots pL_1 \\ \vdots & \\ pL_1 \quad \ldots\ldots R'_j + pL_1 & \ldots\ldots pL_1 \\ \vdots & \\ pL_1 \quad \ldots\ldots pL_1 & \ldots\ldots R'_n + pL_1 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \bar{i}_1(p) \\ \vdots \\ \bar{i}'_j(p) \\ \vdots \\ \bar{i}'_n(p) \end{vmatrix} \tag{7.47}$$

unde

$$\bar{u}_j'(p) = \bar{u}_j(p)\frac{N_1}{N_j}, \qquad R_j' = R_j\left(\frac{N_1}{N_j}\right)^2 \tag{7.48}$$

sînt mărimi raportate la numărul de spire al înfăşurării 1 luată de referinţă.
Din ecuaţia pentru circuitul j se obţine

$$\bar{i}_j'(p) = \frac{\bar{u}_j'(p)}{R_j'} - \frac{pL_1}{R_j'}\bar{i}_i(p)$$

şi ecuaţii analoage pentru toate cele n circuite.
Prin însumare se obţine

$$\sum_1^n \bar{i}_j'(p) = \bar{i}_i(p) = \sum_1^n \frac{\bar{u}_j'(p)}{R_j'} - p\bar{i}(p)\sum_1^n \frac{L_1}{R_j'}$$

sau

$$\bar{i}_i(p) = \frac{\sum_1^n \frac{\bar{u}_j'(p)}{R_j'}}{1+p\sum_1^n \frac{L_1}{R_j'}} = \frac{\sum_1^n \frac{\bar{u}_j'(p)}{R_j'}}{1+p\sum_1^n T_j} \tag{7.49}$$

deoarece în baza ecuaţiilor (7.46), (7.48), $\frac{L_1}{R_j'} = T_j$

Înlocuind $\frac{\bar{u}_j'(p)}{R_j'} = \frac{\bar{u}_j(p)K_{j1}}{R_1}$ unde $K_{j1} = \frac{R_1}{R_j}\frac{N_j}{N_1}$ se obţine

$$\bar{i}_i(p) = \frac{\sum_1^n \bar{u}_j(p)K_{j1}}{R_1(1 + p\sum_1^n T_j)} \tag{7.50}$$

Circuitul de excitaţie echivalent celor n circuite distincte în baza ecuaţiilor (7.44), (7.47) este de forma (fig. 7.21)

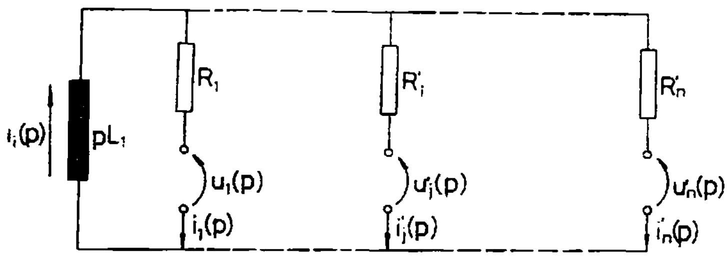


Fig. 7.21. Circuitul de excitaţie echivalent al celor n circuite distincte.

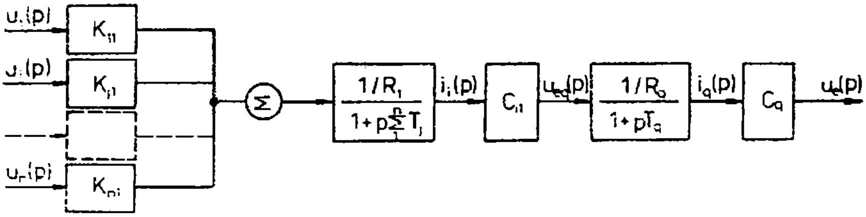


Fig. 7.22. Schema bloc la funcționarea în gol a amplidinei cu mai multe înfășurări de excitație.

și schema bloc la funcționarea în gol a amplidinei, la considerarea ecuațiilor (7.43), (7.50), capătă forma din fig. 7.22.

În schemele de reglare automată, de multe ori înfășurările de comandă ale amplidinei, nu sînt legate direct la sursele de tensiuni $u_1 \ldots u_j \ldots$ cum s-a considerat, ci prin intermediul unor cuadripoli. Cuadripolii utilizați în practică se împart în general în două clase : 1) *cuadripoli de adaptare*, cu rolul să modifice tensiunea sursei de alimentare astfel ca să se obțină o valoare convenabilă și 2) *cuadripoli de stabilizare*, cu rolul de a asigura prin introducerea unei legături inverse elastice, o funcționare stabilă.

Fie u_{j0} tensiunea aplicată la intrarea (la bornele 1,1′) cuadripolului J (fig. 7.23) prin intermediul căruia se alimentează înfășurarea de excitație de ordinul j a amplidinei conectată la bornele de ieșire 2,2′. Tensiunea u_j ce se aplică înfășurării j este conform teoremei lui Thevenin de forma

$$\bar{u}_j(p) = x_j(p)\bar{u}_{j0}(p) - Z_j(p)\bar{i}_j(p) \tag{7.51}$$

unde $x_j(p)\bar{u}_{j0}(p)$ este tensiunea la mersul în gol la bornele de ieșire ale cuadipolului iar $Z_j(p)$, impedanța operațională a cuadripolului privit dinspre bornele de ieșire.

Introducînd mărimile raportate la înfășurarea de excitație 1, se obțin

$$\bar{u}_j'(p) = x_j(p)\bar{u}_{j0}'(p) + Z_j'(p)\bar{i}_j'(p) \tag{7.52}$$

unde cum se știe

$$\bar{u}_{j0}'(p) = \bar{u}_{j0}'(p)\,\frac{N_1}{N_j}\,; \qquad \bar{i}_j'(p) = i_j(p)\,\frac{N_j}{N_1}$$

și prin urmare

$$Z_j'(p) = Z_j(p)\left(\frac{N_1}{N_j}\right)^2 \tag{7.53}$$

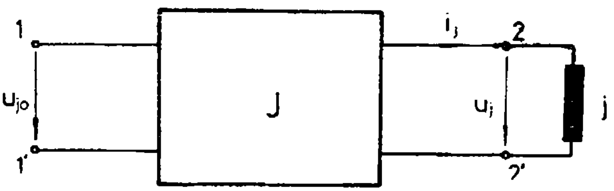


Fig. 7.23. Cuadripol prin intermediul căruia se alimentează înfășurările de excitație.

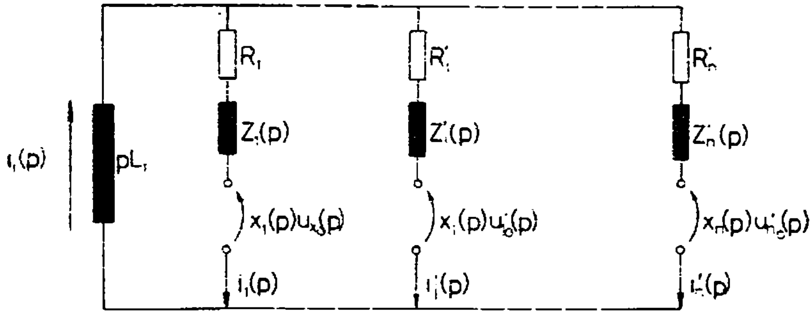


Fig. 7.24. Circuitul de excitaţie echivalent celor n circuite distincte cu considerarea şi parametrilor cuadripolilor.

În baza ecuaţiilor de tipul (7.52), schema echivalentă din fig. 7.21 capătă forma (fig. 7.24), înglobînd şi parametrii cuadripolilor, ce condiţionează astfel funcţionarea în regim dinamic a amplidinei.

În baza schemei din fig. 7.24 curentul din circuitul j are forma

$$\bar{i}'_j(p) = \frac{x_j(p)\bar{u}'_{j0}(p)}{R'_j+Z'_j(p)} - p\bar{i}_i(p)\frac{L_1}{R'_j+Z'_j(p)}$$

şi ecuaţii analoge pentru toate cele n circuite. Prin însumare rezultă

$$\sum_1^r \bar{i}'_j(p) = \bar{i}_i(p) = \sum_1^n \frac{x_j(p)\bar{u}'_{j0}(p)}{R'_j+Z'_j(p)} - p\bar{i}_i(p)\sum_1^n \frac{L_1}{R'_j+Z'_j(p)}$$

sau

$$\bar{i}_i(p) = \frac{\sum_1^n \frac{x_j(p)\bar{u}'_{jo}(p)}{R'_j+Z'_j(p)}}{1+p\sum_1^n \frac{L_1}{R'_j+Z'_j(p)}} \tag{7.54}$$

Avînd în vedere relaţiile de transformare (7.48), (7.53)

$$\bar{i}_i(p)_a = \frac{\sum_1^n \frac{x_j(p)\bar{u}_{jo}(p)\frac{N_1}{N_j}}{[R_j+Z_j(p)]\left(\frac{N_1}{N_j}\right)^2}}{1+p\sum_1^n \frac{L_j}{R_j+Z_j(p)}} = \frac{\sum_1^n \frac{R_j x_j(p)}{R_j+Z_j(p)} K_{j1}u_{jo}(p)}{R_1[1+p\sum_1^n T_j(p)]} \tag{4.55}$$

unde

$$T_j(p) = \frac{L_j}{R_j+Z_j(p)} \tag{7.56}$$

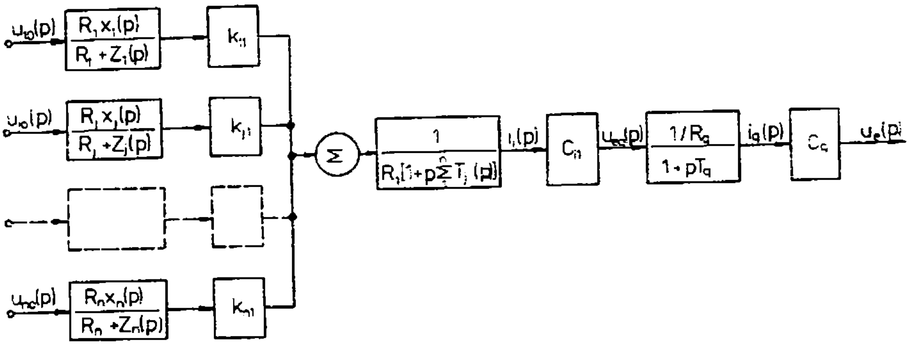


Fig. 7.25. Schema bloc a amplidinei complet compensată cu mai multe înfăşurări de excitaţie, cu considerarea şi parametrilor cuadripolilor.

Schema bloc a amplidinei complet compensată cu considerarea ecuaţiilor (7.55), capătă forma (fig. 7.25).

Pentru diverse cazuri concrete, alimentarea cu tensiunile notate cu indice „zero", este stabilită (de la o sursă separată, de la bornele de ieşire ale amplidinei etc.) şi schema bloc din fig. 7.25 capătă forme particulare precizate.

Aplicaţie. Se exemplifică stabilirea parametrilor operaţionali $x(p)$, Z(p) din (7.51) pentru cuadripolul reprezentat prin transformatorul de stabilizare din fig. 7.26.

La mersul în gol sînt valabile ecuaţiile

$$\bar{u}_0(p) = \bar{u}_1(p) = (R_1 + pL_1)\bar{i}_1(p)$$

$$\bar{u}_2(p) = x(p)\bar{u}_0(p) = pL_{21}\bar{i}_1(p)$$

şi prin împărţire rezultă

$$x(p) = \frac{pL_{21}}{R_1 + sL_1}$$

Pentru calculul lui $Z(p)$ se scurtcircuitează bornele primare 1,1' şi se alimentează înfăşurarea secundară. Se obţin ecuaţiile

$$\begin{aligned} (R_1 + pL_1)\bar{i}_1(p) + pL_{21}\bar{i}_2(p) &= 0 \\ (R_2 + pL_2)\bar{i}_2(p) + pL_{12}\bar{i}_1(p) &= \bar{u}_2(p) \end{aligned} \tag{7.57}$$

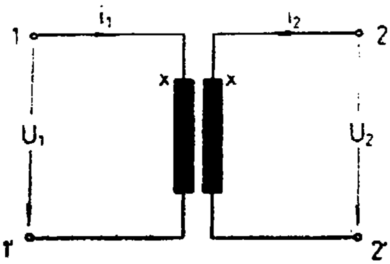


Fig. 7.26. Transformator de stabilizare folosit drept cuadripol.

Eliminînd curentul $\bar{i}_1(p)$ se obţine

$$\bar{u}_2(p) = Z(p)\bar{i}_2(p)\ ;\ Z(p) = R_2 + pL_2 - \frac{p^2L_{12}^2}{R_1 + pL_1}$$

Observaţii. Pentru o amplidină compensată cu o singură înfăşurare de comandă

$$i_i(p) = \frac{\bar{u}_i(p)}{R_i(1+pT_i)} \tag{7.58}$$

Din compararea ecuaţiilor (7.50), (7.58) şi schemelor bloc din fig. 7.22 şi fig. 7.18. se constată că viteza de răspuns a amplidinei este cu atît mai mică, cu cît numărul înfăşurărilor de comandă este mai ridicat ; indiferent că se modifică la un moment dat toate tensiunile de excitaţie u_j sau una singură, viteza de răspuns este condiţionată de suma constantelor de timp ale tuturor înfăşurărilor. Din acest motiv, deşi amplidina prevăzută cu mai multe înfăşurări de excitaţie are posibilităţi multiple într-o schemă de reglare automată, numărul acestora se limitează pe cît posibil. Tot un efect de întîrziere al răspunsului amplidinei, au şi curenţii turbionari ce apar în părţile feromagnetice ale maşinii la variaţii de flux şi pentru limitarea lor circuitul magnetic se realizează de regulă integral lamelat.

Alimentarea indirectă a înfăşurărilor de excitaţie ale amplidinei prin intermediul unor cuadripoli pasivi de parametrii $x(p)$, $Z(p)$ precizaţi ca mai sus, face să se modifice într-un sens dorit caracteristicile de transfer şi prin urmare comportarea ei într-un sistem automat.

7.4.1.2. FUNCŢIONAREA AMPLIDINEI ÎN REGIM STAŢIONAR

Se urmăresc în cele ce urmează caracteristica de gol $U_{e0} = f(I_i)$ şi caracteristica externă $U_e = f(I_d)$.

1. *Caracteristica de gol.* Dacă se neglijează saturaţia circuitului magnetic, t.e.m. indusă la periile transversale ale indusului $U_{eq} = C_i I_i$. Curentul transversal corespunzător la legarea în scurtcircuit a periilor, $I_q = \frac{1}{R_q} U_{eq}$ (s-a neglijat efectul demagnetizant al reacţiei de indus) şi t.e.m. indusă la periile longitudinale $U_{e0} = C_q I_q$. Eliminînd curentul I_q şi t.e.m. U_{eq} din ecuaţii, rezultă caracteristica $U_{e0}(I_i)$ de forma

$$U_{e0} = \frac{C_i C_q}{R_q} I_i \tag{7.59}$$

În realitate caracteristica se abate sensibil (fig. 7.27) de la alura lineară dată de (7.59) din următoarele motive principale :

— modificarea saturaţiei circuitului magnetic la variaţia execitaţiei, după ambele axe ale maşinii ;

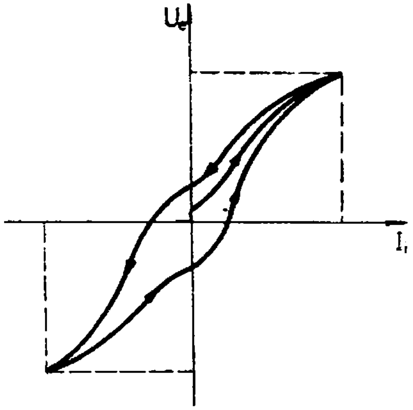


Fig. 7.27. Caracteristica de gol a amplidinei.

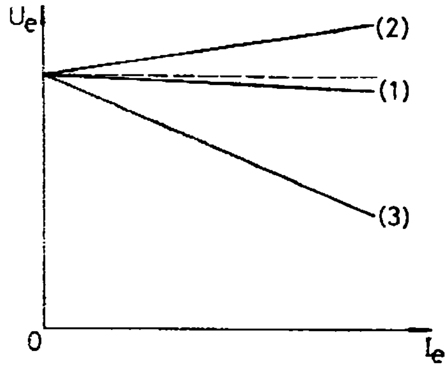


Fig. 7.28. Caracteristicile externe ale amplidinei.

— existența magnetismului remanent și a fenomenului de histerezis, ce se fac mai mult resimțite în comparație cu o mașină normală, prin faptul că amplidina înglobează două etaje de amplificare ; ca urmare, nu se mai stabilește o legătură univocă între tensiunea de ieșire și curentul de excitației, ci una dependentă și de starea de magnetizare anterioară a mașinii ;

— în (7.59) prin R_q s-a notat rezistența totală a circuitului transversal inclusiv rezistența de trecere la colector, comparabilă ca mărime cu rezistența înfășurării indusului legată la periile transversale. Cum aceasta variază în limite largi în special la curenți I_q reduși (la curenți I_t reduși), caracteristica de gol pentru curenți mici de comandă apare sensibil deformată.

Pentru reducerea efectelor negative enumerate, ce fac ca amplidina să devină un amplificator nelinear, se iau măsuri urmărind dimensionarea atentă a circuitului magnetic după cele două axe, alegerea unor tole de calitate superioară, a unor perii transversale ce să determine căderi de tensiune la colector cît mai mici etc.

2. *Caracteristica externă* $U_e = f(I_e)$ unde $I_e = I_d$ are o alură dependentă de măsura compensării cîmpului de reacție longitudinal.

La amplidina compensată critic, caracteristica externă este asemănătoare celei obținute pentru un generator cu excitație separată și tensiunea la borne scade ușor cu sarcina (curba 1 fig. 7.28). Dacă înfășurarea de compensație este supradimensionată, solenațiile ϑ_k și ϑ_{ad} nu se compensează reciproc și corespunzător mărimii rezultante $\vartheta_k + \vartheta_{ad} > 0$, se stabilește în sarcină un flux longitudinal suplimentar față de cel de comandă, ca și cum amplidina ar fi prevăzută cu o înfășurare de excitație serie conectată adițional. Caracteristica externă este similară celei dată de un generator mixt adițional (curba 2, fig. 7.28). Invers, dacă înfășurarea K este subdimensională ($\vartheta_k + \vartheta_{ad} < 0$), apare în sarcină un cîmp longitudinal demagnetizant și caracteristica externă devine căzătoare (curba 3, fig. 7.28) ca și la un generator mixt diferențial. De obicei înfășurarea de compensație se execută supradimensionată. Prin variația rezistenței R_k conectată în paralel, se modifică după voie gradul de compensare

şi pe această cale alura caracteristicii externe. În mod normal rezistenţa de şuntare R_k se stabileşte experimental astfel, încît caracteristica externă să fie de forma curbei 1.

7.4.2. METADINA

Este ca şi amplidina o maşină cu cîmp transversal, la care însă nu este compensată reacţia de indus după axa longitudinală.[1]

Particularităţile comportării în regim staţionar se deduc din schema bloc din fig. 7.16 dacă se introduce $p = 0$ şi se elimină parametrii înfăşurării de compensaţie. Se obţine schema din fig. 7.29 şi pe această bază curentul de ieşire.

$$I_d = \frac{C_q C_i}{R_i[C_d C_q + R_q(R_e + R_a)]} U_i$$

Cum rezistenţa R_q a circuitului transversal al indusului este de regulă redusă, pentru o plajă largă de valori ale rezistenţei de sarcină R_e, este îndeplinită condiţia

$$C_d C_q \gg R_q(R_e + R_a)$$

şi prin urmare

$$I_d \cong \frac{C_q C_i}{R_i C_q C_d} U_i = \frac{C_i}{R_i C_d} U_i$$

În consecinţă, la o tensiune de intrare U_i dată, pentru o plajă largă de valori R_e curentul debitat de mediană se păstrează constant. Această proprietate o face utilizabilă în schemele de acţionări unde se impune asigurarea unui curent aproximativ constant. Ca urmare a absenţei înfăşurării de compensaţie, coeficientul de amplificare în putere al medianei este redus, încît în instalaţiile unde se pune problema amplificării puterii în primul rînd, se preferă utilizarea metadinei parţial sau total compensată (amplidinei).

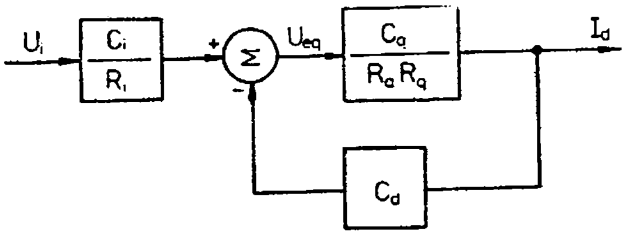


Fig. 7.29. Schema funcţională a metadinei.

[1] A se vedea şi [25], [26].

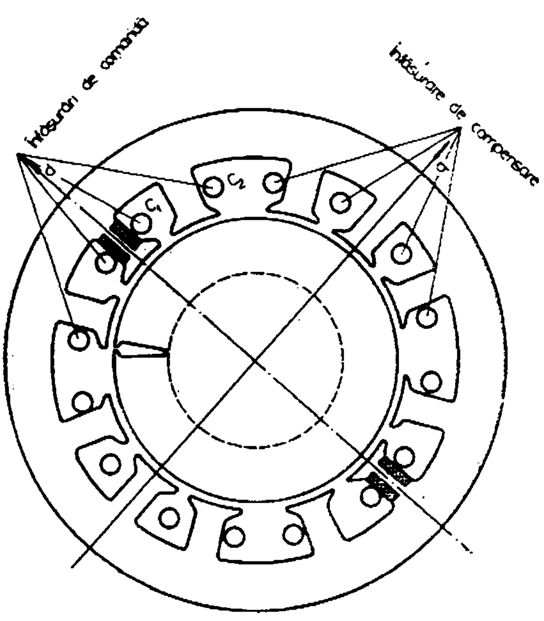


Fig. 7.30. Schema principială a magniconului.

7.4.3. MAGNICONUL

Este o mașină electrică amplificatoare al cărui principiu de funcționare poate fi explicat în acelaşi mod ca şi la amplidină[1]. Printr-o construcție adecvată se obțin coeficienți de amplificare în putere superiori amplidinei, o comutație mai bună și o viteză mare de răspuns. Dezavantajul principal constă în prețul de cost mai ridicat în comparație cu amplidina.

Circuitul magnetic statoric este de tipul cu poli înecați și prezintă două axe d, q, de simetrie magnetică (fig. 7.30); înfășurările statorice (de comandă și compensație) sînt plasate în crestături. Înfășurările de comandă ce produc cîmpul inductor longitudinal, sînt reprezentate de două bobine C_1, C_2, conectate în opoziție, C_1 mosorată în jurul unui dinte de secțiune redusă, plasat în axa longitudinală, C_2 înlănțuind și ceilalți doi dinți adiacenți de secțiune mai mare. Pe dintele de secțiune redusă se plasează un inel de cupru, cu rol de amortizor al proceselor tranzitorii ce pot interveni în funcționare.

În restul crestăturilor statorice, pe o porțiune importantă a periferiei mașinii se repartizează înfășurarea de compensație astfel, ca axa ei să coincidă cu axa longitudinală a mașinii.

Înfășurarea bipolară a indusului, cu deschiderea bobinelor jumătate din pasul polar, este introdusă în crestături semiînchise. Pe colector ca și la amplidină sînt dispuse două perechi de perii cu axele ortogonale, una scurtcircuitată, la cealaltă fiind conectate bornele de ieșire ale magniconului.

Particularitățile funcționale ale magnicolului sînt determinate de faptul că în cîmpul inductor bipolar, rotește de fapt (ca urmare a scurtării pasului la 1/2 τ), o înfășurare tetrapolară.

În fig. 7.31, *a* pentru o înfășurare cu $N_c = 16$ și pas semidiametral, ce se deplasează în sensul de rotație dat, sînt indicate prin săgeți sensurile tensiunilor electromotoare induse în laturile de bobină plasate sub polii statorici. Dispunînd periile transversale A_1A_2 legate galvanic între ele pe lamelele 3 și 11, curentul transversal I_q al indusului se stabilește prin conductoarele înfășurării,

[1] A se vedea [26].

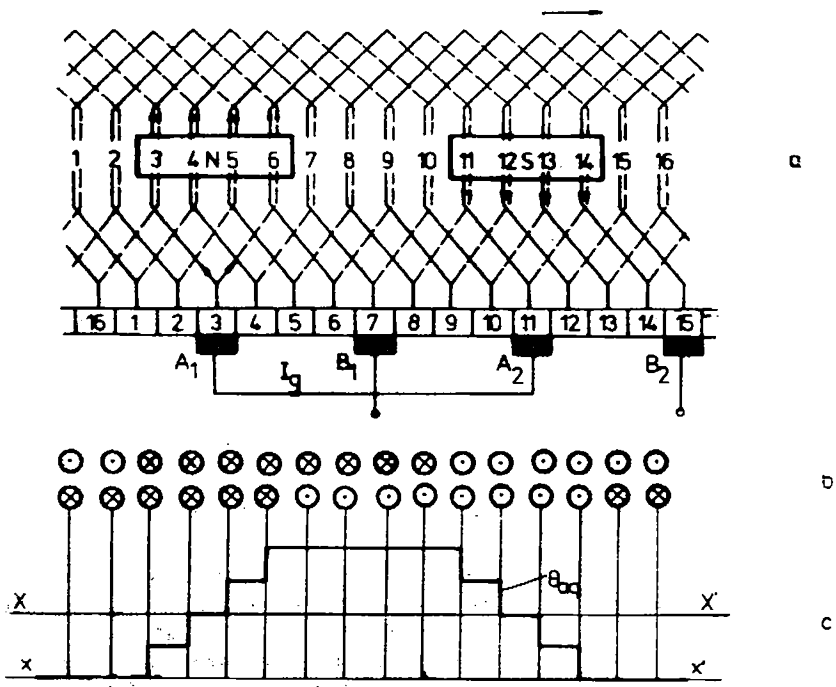


Fig. 7.31. *a* — t.e.m. induse în înfăşurarea rotorică a magniconului ; *b* — sensurile curenţilor prin înfăşurare ; *c* — curba solenaţiei înfăşurării indusului.

în conformitate cu sensul t.e.m. induse. Pe această bază, în crestăturile plasate sub tălpile polare, curentul prin cele două straturi este de acelaşi sens, în crestăturile din spaţiul interpolar, de sens contrar. În fig. 7.31, *b* respectiv 7.31, *c* sînt reprezentate conductoarele indusului străbătute de curentul transversal I_q şi curba solenaţiei de reacţie transversală ϑ_{aq} de o formă trapezoidală.

Cîmpul de reacţie al indusului este un cîmp transversal, care se închide în conformitate cu forma curbei solenaţiei ϑ_{aq} care îl generează, pe un circuit magnetic separat de cel al cîmpului inductor longitudinal (au părţi comune doar jugurile rotorului şi statorului) ; el reprezintă ca şi la amplidină, cîmpul inductor pentru etajul următor de amplificare.

Indusul rotindu-se în cîmpul transversal, la periile longitudinale B_1, B_2, plasate la înfăşurarea considerată pe lamelele 7, 15, se stabileşte tensiunea de ieşire a magniconului la mersul în gol. La conectarea unui receptor la bornele B_2, B_1, prin înfăşurarea indusului se stabileşte curentul longitudinal I_d. Procedînd ca mai sus, se constantă că pentru curba solenaţiei de reacţie longitudinală ϑ_{ad} se obţine tot o formă trapezoidală.

În fig. 7.32, *a* şi 7.32, *b* sînt indicate respectiv sensurile curenţilor I_q, I_d prin laturile de bobine ; cum se vede curentul longitudinal se stabileşte în acelaşi sens, în ambele straturi ale crestăturilor rotorice din porţiunea interpolară. Cîmpul de reacţie condiţionat de solenaţia ϑ_{ad}, are un efect demagnetizant faţă de cîmpul ψ_c al înfăşurărilor de comandă şi din acest motiv ca şi la amplidină, în serie cu circuitul de ieşire al indusului, este conectată diferenţial înfăşurarea de compensaţie.

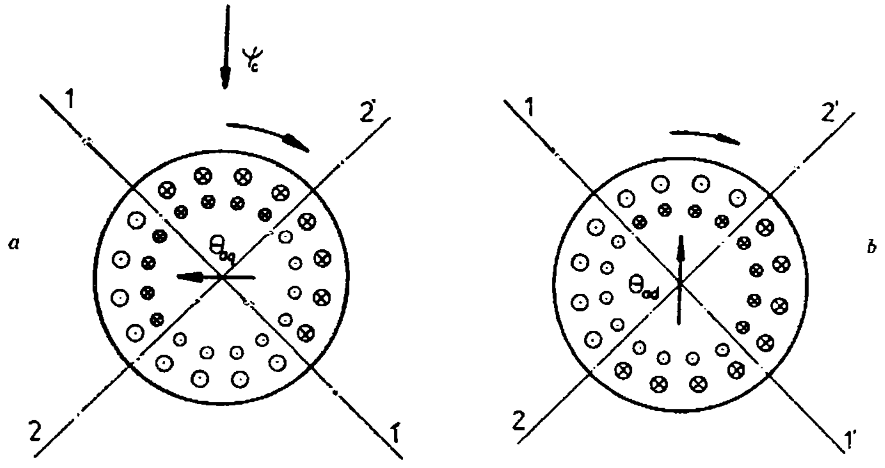


Fig. 7.32. *a, b* — sensurile curenţilor I_q respectiv I_d prin laturile de bobine.

Curenţii I_d, I_q se închid prin aceleaşi conductoare ale înfăşurării indusului, încît curenţii reali în sarcină. se obţin prin însumare algebrică. Din compararea reprezentărilor din fig. 7.32, se observă pentru toate cele patru zone (separate de direcţiile normale 1, 1' şi 2, 2'), că dacă într-un strat, de exemplu cel superior, curentul rezultant este dat de sumă, în stratul inferior este dat de diferenţă şi reciproc. În consecinţă, periferia indusului rezultă uniform solicitată termic, ceea ce reprezintă un avantaj însemnat al magniconului în comparaţie cu amplidina.

Cum se observă din fig. 7.31, *a* în procesul de comutaţie curentul nu schimbă de semn simultan în ambele straturi ale crestăturii încît t.e.m. reactive din spirele scurtcircuitate de perii se obţin de valori reduse. Ca urmare, condiţiile de comutaţie sînt înbunătăţite faţă de amplidină şi chiar faţă de maşinile obişnuite de curent continuu. Cînd se urmăreşte obţinerea unor puteri de ieşire ridicate, magniconul poate fi prevăzut fără dificultate cu poli de comutaţie.

Avînd în vedere curba trapezoidală de repartiţie a solenaţiei demagnetizante ϑ_{ad}, înfăşurarea de compensaţie plasată în crestăturile din zona interpolară, poate să anihileze aproape complet cîmpul de reacţie longitudinal, cu efecte favorabile cum se ştie de la studiul amplidinei, asupra vitezei de răspuns şi coeficientului de amplificare al puterii. Viteza de răspuns creşte şi ca urmare a reducerii inductivităţii înfăşurării indusului, provocată de faptul că în aproximativ jumătate din crestături, curenţii în cele două straturi sînt de sensuri opuse.

În sfîrşit, faptul că circuitele magnetice longitudinal şi transversal sînt separate, face posibilă dimensionarea lor optimă, independentă.

Faţă de aceste performanţe în regim dinamic şi permanent ce-l recomandă ca amplificator, ca o consecinţă a scurtării importante a pasului înfăşurării indusului, magniconul necesită un consum de cupru în general mai mare decît amplidina şi din acest motiv rezultă mai scump. În competiţia cu amplidina

este preferat magniconul în schemele de reglare în care prin introducerea lui, fără a afecta funcţionarea, dispar o serie de dispozitive, aparate de măsură, de control etc., ceea ce determină pe ansamblu o reducere a preţului de cost al instalaţiei.

7.4.3.1. CARACTERISTICILE ÎN REGIM STAŢIONAR ALE MAGNICONULUI

Se consideră separat contribuţia celor două înfăşurări de comandă, conectate diferenţial şi străbătute de acelaşi curent de comandă I_i. T.e.m. U_{eq_1} indusă de înfăşurarea de comandă C_1, mosorată în jurul dintelui plasat în axa longitudinală a maşinii (fig. 7.30), creşte rapid la variaţia de la zero a curentului de excitaţie (înfăşurarea C_1 are un număr mare de spire). Ca urmare a secţiunii reduse a dintelui statoric, intervine în continuare saturarea circuitului magnetic, încît curba $U_{eq_1} = f(I_i)$ capătă forma din fig. 7.33.

Înfăşurarea de comandă C_2 este prevăzută cu un număr mai mic de spire şi înlănţuie un circuit magnetic cu o secţiune sporită. În consecinţă, pentru o plajă largă de variaţie a curentului I_i, nu intervin solicitări magnetice ce să determine saturaţia circuitului magnetic şi caracteristica $U_{eq_2}=f(I_i)$ este practic lineară. Cum înfăşurările C_1, C_2 sînt diferenţiale, t.e.m. rezultantă (fig. 7.33) la periile transversale, $U_{eq} = U_{eq_1} - U_{eq_2}$, se obţine prin însumare grafică.

Dacă se consideră circuitul magnetic transversal linear şi se neglijează variaţia rezistenţei de trecere la colector a periilor transversale, *caracteristica* $U_{eq} = f(I_i)$, reprezintă la altă scară şi *curba* $U_{d_0} = f(I_i)$, unde s-a notat prin U_{d_0} tensiunea la bornele longitudinale la mersul în gol.

La maşina complet compensată *curba* $U_d = f(I_i)$, unde U_d este tensiunea la bornele longitudinale în sarcină, diferă puţin de cea de la mersul în gol. În cazul supracompensării, întrucît înfăşurarea de compensaţie lucrează adiţional cu înfăşurarea de comandă C_1 şi diferenţial cu C_2, t.e.m. induse U_{eq_1}, U_{eq_2}, U_{eq}, se obţin în forma reprezentată cu linie întreruptă din fig. 7.33. Corespunzător, tensiunea $U_d = f(I_i)$ în regim de supracompensare, se plasează deasupra celei obţinută la compensare critică (fig. 7.34). Invers stau lucrurile la subcompensare, încît pe această cale se poate stabili după voie forma caracteristicii $U_d = f(I_i)$; observăm că supracompensarea nu determină o funcţionare insta-

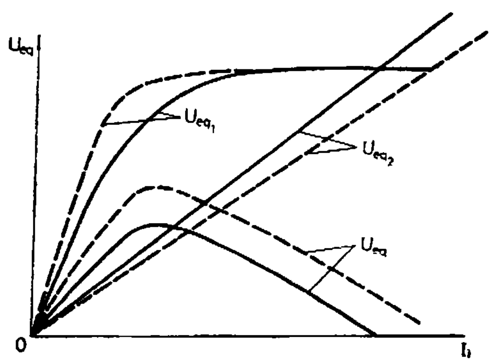


Fig. 7.33. Caracteristicile U_{eq_1}, U_{eq_2}, U_{eq} în funcţie de curentul de comandă I_i.

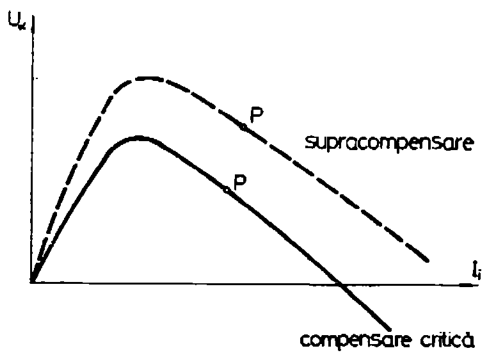


Fig. 7.34. Caracteristicile $U_d = f(I_i)$.

bilă, întrucît punctul P de lucru se fixează pe porţiunea căzătoare a caracteristicii.

Forma obţinută pentru curba $U_d = f(I_t)$ face avantajoasă utilizarea magniconului în locul amplidinei, în schemele de reglare a tensiunii generatoarelor de curent continuu sau curent alternativ.

7.5. UTILIZAREA MAŞINILOR ELECTRICE AMPLIFICATOARE ÎN SCHEMELE DE REGLARE AUTOMATĂ

1. Reglarea automată a tensiunii unui generator sincron prin intermediul unui magnicon. În fig. 7.35 este reprezentată schema de reglare de principiu, în care magniconul M alimentează înfăşurarea de excitaţie a generatorului sincron GS. Înfăşurările C_1, C_2 de comandă ale magniconului, înseriate diferenţial, sînt conectate la bornele generatorului prin intermediul unui transformator coborîtor de tensiune T, a unei punţi redresoare PR şi a unei rezistenţe R de reglare. Rezistenţa R este astfel stabilită, încît pentru tensiunea dată la bornele generatorului sincron, punctul P de funcţionare de pe caracteristica $U_d(I_t)$ a magniconului este pe porţiunea descendentă (fig. 7.34).

La o creştere a tensiunii la bornele generatorului sincron dintr-o anumită cauză (la descărcarea generatorului, conectarea unei sarcini capacitive, etc.), creşte şi curentul prin înfăşurările C_1, C_2 şi avînd în vedere alura descendentă a caracteristicii $U_d(I_t)$, scade tensiunea la periile de lucru ale magniconului. Aceasta determină o scădere a curentului de excitaţie al generatorului sincron şi în consecinţă revenirea tensiunii la o valoare apropiată de cea iniţială. Reciproc, dacă tensiunea generatorului scade, intervine o creştere a curentului de excitaţie al generatorului, ce tinde să restabilească valoarea iniţială a tensiunii.

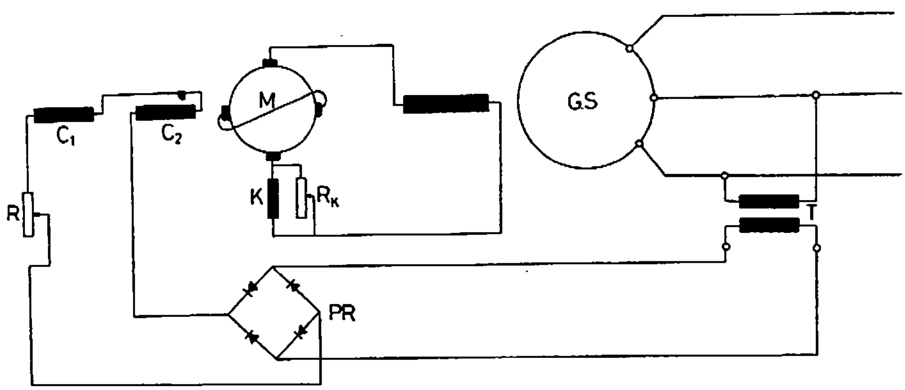


Fig. 7.35. Schemă de principiu pentru reglarea automată a tensiunii unui generator sincron prin intermediul unui magnicon.

Modificînd prin intermediul rezistenţei R_k contribuţia înfăşurării de compensaţie K, se fixează după voie alura caracteristicii magniconului. Se observă că supracompundarea nu determină funcţionări nedorite ca la amplidină, întrucît indiferent de gradul de compensare, caracteristica pe care se plasează punctul P este căzătoare.

Încercările experimentale efectuate pe generatoare sincrone excitate prin intermediul magniconului, arată că tensiunea la borne a oscilat cu maximum 2% de la valoarea prescrisă, în condiţiile în care la excitarea cu maşini de curent continuu obişnuite, tensiunea generatorului suferă modificări de 30—40% ; ca urmare a vitezei mari de răspuns ce caracterizează magniconul, tensiunea se restabileşte într-un timp foarte scurt, ceea ce reprezintă un alt avantaj al schemei.

2. **Reglarea automată a tensiunii unui generator sincron prin intermediul unei amplidine.** Schema de reglare este indicată în fig. 7.36. Înfăşurarea de excitaţie a generatorului sincron GS, înseriată cu periile unui generator auxiliar GA, este conectată la o sursă de tensiune continuă. Curentul prin circuitul astfel format, poate fi modificat prin intermediul rezistenţei R_{ex} şi prin schimbarea tensiunii generatorului auxiliar, ce poate varia între 15—30% din tensiunea nominală de excitaţie a maşinii sincrone.

Înfăşurarea de excitaţie a generatorului auxiliar, este alimentată de la periile unei amplidine A, prevăzută cu 4 înfăşurări de comandă. Înfăşurarea de comandă 1 este înfăşurarea pilot şi determină o solenaţie ϑ_1 = ct. Curentul înfăşurării 2, conectată la bornele generatorului sincron prin intermediul transformatorului coborîtor T şi a punţii redresoare PR, determină o solenaţie de reacţie negativă ϑ_2 proporţională cu tensiunea de alimentare. În circuitul secundar al transformatorului stabilizator TS ce are înfăşurarea primară conectată la bornele generatorului auxiliar, este introdusă înfăşurarea de comandă 3. Curentul înfăşurării 3 este proporţional cu viteza de variaţie a tensiunii la bornele GA. El determină o solenaţie de reacţie ϑ_3 ce are rolul de a stabiliza tensiunea generatorului auxiliar şi implicit de la bornele maşinii sincrone, în momentele ulterioare perturbării regimului normal de funcţionare. Înfăşurarea de comandă 4 este conectată la periile generatorului auxiliar şi determină o solenaţie ϑ_4 de reacţie negativă faţă de solenaţia rezultată a înfăşurărilor 1, 2.

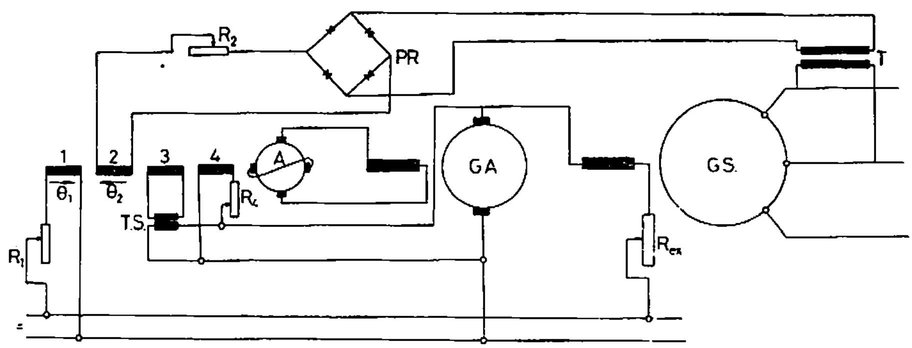


Fig. 7.36. Schemă de principiu pentru reglarea automată a tensiunii unui generator sincron prin intermediul unei amplidine.

Funcționarea sistemului se stabilește astfel (prin reglarea rezistențelor R_1, R_2, R_{ex}) încît pentru tensiunea nominală la bornele generatorului sincron (sau pentru o tensiune dată), să fie îndeplinită condiția $\vartheta_1 = \vartheta_2$. În consecință, solenația rezultantă de excitație $\vartheta_r = \vartheta_1 - \vartheta_2 = 0$, tensiunile la bornele amplidinei și generatorului auxiliar rezultă egale cu zero și curentul prin înfășurarea de excitație a generatorului sincron, corespunzător tensiunii date, este determinat doar de rezistența R_{ex} și tensiunea sursei exterioare de curent continuu.

La variația sarcinii generatorului sincron în mod normal tensiunea la borne are tendința să se modifice în limite largi. Fie conectat un receptor inductiv la borne. Tensiunea generatorului scade, se reduce corespunzător ϑ_2 și solenația rezultantă ϑ_r devine diferită de zero. Ca urmare, la periile de lucru ale amplidinei se stabilește o tensiune, înfășurarea de excitație a generatorului auxiliar este alimentată și la bornele lui apare o tensiune de o astfel de polaritate, încît determină o creștere a curentului de excitație al generatorului sincron și deci a tensiunii acestuia. Simultan cu tensiunea la bornele generatorului auxiliar, se stabilește solenația ϑ_4 opusă lui ϑ_r ce limitează creșterea tensiunii (și implicit a curenților generatorului sincron peste valorile admisibile). În final ca urmare a forțării excitației generatorului sincron, tensiunea la borne se apropie de valoarea inițială.

Reciproc, dacă tensiunea la bornele generatorului crește, solenația ϑ_r schimbă de semn, corespunzător, tensiunea ce apare la periile generatorului auxiliar schimbă de semn, se reduce curentul de excitație al generatorului și ca urmare tensiunea la borne.

Prin utilizarea amplidinei caracterizată printr-un coeficient ridicat de amplificare, pentru mici diferențe între ϑ_1, ϑ_2, se stabilesc astfel de curenți în înfășurarea de excitație a generatorului sincron, încît tensiunea la borne se modifică în limite strînse.

3. **Utilizarea amplidinei ca excitatoare și element de protecție în grupul generator-motor.** Schema de principiu este reprezentată în fig. 7.37. Înfășurarea de excitație a generatorului G este alimentată de la bornele de

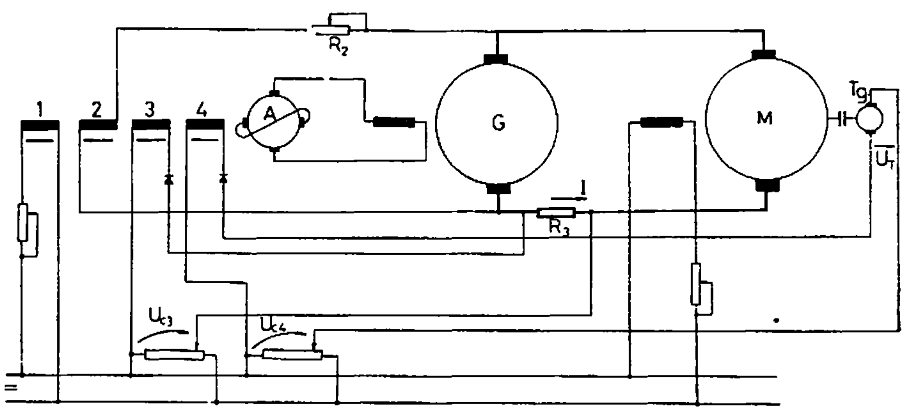


Fig. 7.37. Schemă de principiu ce utilizează amplidina ca excitatoare și element de protecție în grupul Generator-Motor.

ieşire ale amplidinei iar înfăşurarea de excitaţie a motorului M de la o sursă separată de curent continuu. Pentru controlul turaţiei motorului, cu rotorul este cuplat mecanic tachogeneratorul Tg.

Amplidina este prevăzută cu patru înfăşurări de excitaţie (comandă). Curentul prin înfăşurarea pilot 1, este constant şi determină o solenaţie ϑ_1 de referinţă. Prin intermediul înfăşurării 2, se controlează tensiunea de la bornele generatorului. Solenaţia ϑ_2 în opoziţie cu ϑ_1 se stabileşte la o valoare convenabilă prin intermediul reostatului R_2.

La variaţii în limite normale ale sarcinii generatorului, înfăşurările 3 şi 4 nu lucrează şi solenaţia totală de excitaţie a amplidinei este $\vartheta_r = \vartheta_1 - \vartheta_2$. La tendinţa de scădere a tensiunii la bornele generatorului provocată de creşterea încărcării, creşte solenaţia ϑ_r şi tensiunea nu se modifică decît în limite restrînse. Se asigură pe această cale condiţii favorabile de funcţionare pentru generator şi o rigidizare a caracteristicii mecanice a motorului.

Prin intermediul înfăşurărilor de comandă 3 şi 4, se limitează respectiv curentul dintre maşinile principale şi turaţia motorului astfel, încît să nu fie depăşite valorile admisibile.

Curentul I dintre maşini este controlat prin mărimea căderii de tensiune de pe o rezistenţă R_3, conectată în serie cu circuitul principal. Înfăşurarea de comandă 3 este introdusă în circuitul format de rezistenţa R_3, un redresor şi o sursă de curent continuu. Tensiunea U_{c3} a sursei, reglabilă la o valoare prestabilită cu un reostat conectat potenţiometric, se aplică în opoziţie cu tensiunea de la bornele rezistenţei R_3. Cît timp curentul I este redus, $U_{R3} < U_{c3}$ şi ca urmare a prezenţei redresorului, curentul prin înfăşurarea de comandă 3 este nul. La creşterea curentului peste limitele admise, se îndeplineşte condiţia $U_{R3} > U_{c3}$ şi se stabileşte solenaţia $\vartheta_3 \neq 0$, demagnetizantă. Tensiunea la bornele amplidinei şi deci la bornele generatorului se reduce (corespunzător solenaţiei rezultante $\vartheta_r = \vartheta_1 - \vartheta_2 - \vartheta_3$) şi şocul de curent este limitat.

În mod analog lucrează înfăşurarea 4 de comandă, care nu permite supraturarea motorului. Curentul înfăşurării 4 este determinat de tensiunile în opoziţie ale tachogeneratorului U_T şi unei surse de tensiune dată, de referinţă, U_{c4}, obţinută tot prin intermediul unui reostat conectat potenţiometric. Cît timp turaţia este sub cea maxim admisibilă n_{max}, $U_T < U_{c4}$ şi $\vartheta_4 = 0$ (ca urmare a intercalării în circuit a elementului redresor); la $n > n_{max}$ rezultă şi $U_T > U_{c4}$ şi solenaţia $\vartheta_4 \neq 0$ demagnetizantă, are acelaşi efect de reducere a tensiunii la bornele generatorului (solenaţia rezultantă de excitaţie a amplidinei devine $\vartheta_r = \vartheta_1 - \vartheta_2 - \vartheta_4$) şi de limitare pe această cale a turaţiei motorului.

Condiţiile de funcţionare impuse şi limitele de variaţie admisibile pentru curentul I şi turaţia motorului, pot fi modificate acţionînd asupra rezistenţei din circuitul înfăşurării de control al tensiunii şi cursoarelor reostatelor potenţiometrice ce culeg tensiunile de referinţă.

Prin utilizarea amplidinei atît ca excitatoare cît şi ca element de control şi protecţie, maşinile G, M, de mare putere, funcţionează în limite de sarcină prestabilite şi sînt protejate automat faţă de şocurile mecanice şi electrice.

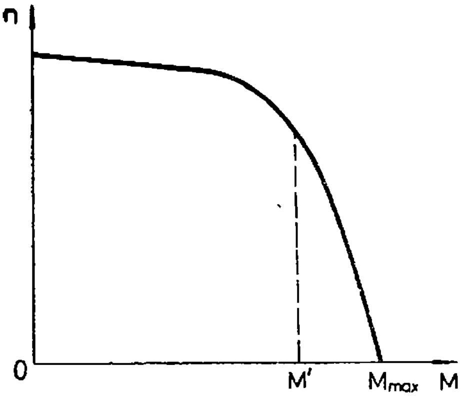


Fig. 7.38. Caracteristica mecanică de tip excavator

4. Schemă pentru obținerea unei caracteristici mecanice de tip excavator. Într-o serie de instalații, caracteristica mecanică a motorului de acționare trebuie să aibă o formă ca cea din fig. 7.38 pentru a limita la valori nepericuloase curentul absorbit, în cazul blocării rotorului. O astfel de situație poate să apară la motoarele ce echipează excavatoarele, în momentul în care cupa acestora întîlnește o rocă dură.

Pentru obținerea formei dorite a caracteristicii mecanice, motorul *M* este alimentat separat de la un generator *G* excitat prin intermediul unui rototrol *Rot.* prevăzut cu patru înfășurări de excitație (fig. 7.39). Înfășurarea 1 asigură solenația de referință ϑ_1. Înfășurările 2 și 3 sînt respectiv de reacție negativă de curent (prin alimentarea cu o tensiune culeasă de la capetele rezistenței *R* înseriată în circuitul principal) și de tensiune. Înfășurarea 4 este de reacție pozitivă de curent.

Pentru a nu funcționa ca simplu generator serie autoexcitat, trebuie ca dreapta excitației rototrolului, să fie de pantă mai mare decît porțiunea lineară a caracteristicii de gol. La $\vartheta_1 \neq 0$, dreapta excitației (2) suferă o translație în (2'), rototrolul este excitat și la bornele generatorului *G* se stabilește

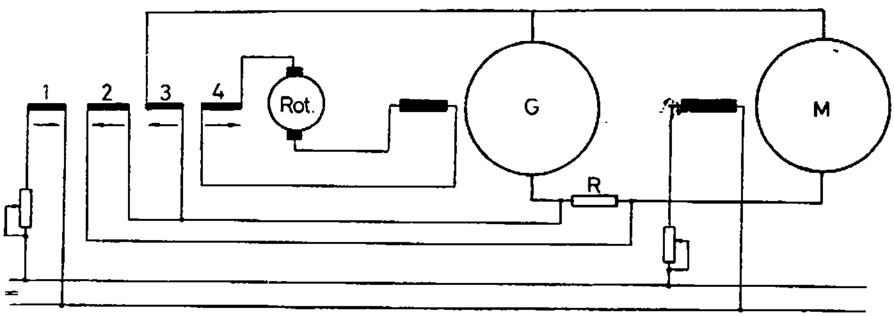


Fig. 7.39. Schemă de principiu cu utilizarea unui rototrol ca mașină excitatoare.

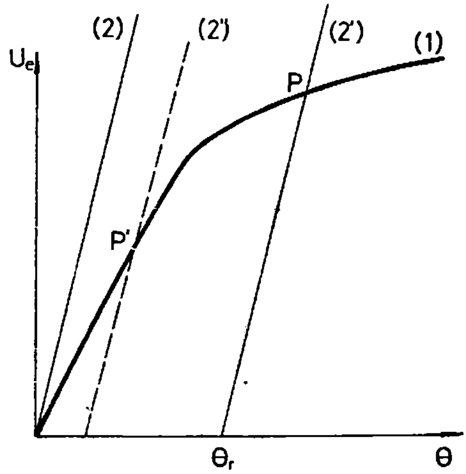


Fig. 7.40. Explicativă pentru tensiunea ce se obţine la periile rototrolului.

o tensiune ce determină turaţia motorului M (fig. 7.40). Dacă ϑ_1 este important, încît punctul P de funcţionare este pe porţiunea saturată a caracteristicii de gol (1) a rototrolului, curentul de sarcină al acestuia asigură o tensiune ridicată la bornele generatorului şi motorul se învîrteşte repede.

Întrucît înfăşurările 2, 3, sînt diferenţiale faţă de înfăşurarea 1, solenaţia rezultantă ce fixează punctul de intersecţie al dreptei excitaţiei cu abscisa, este $\vartheta_r = \vartheta_1 - (\vartheta_2 + \vartheta_3)$. Solenaţia ϑ_3 este slabă încît solenaţia rezultantă este condiţionată în principal de ϑ_2.

La creşterea curentului absorbit de motor (a solenaţiei ϑ_2) ca urmare a încărcării, solenaţia ϑ_r scade şi punctul P se deplasează. La valori nu prea mari pentru ϑ_2, el continuă să rămînă pe porţiunea saturată, tensiunea la bornele motorului şi prin urmare turaţia acestuia, se păstrează ridicate. În zona valorilor periculoase pentru curentul motorului (la cupluri rezistente mari, $M_r > M'$ — fig. 7.38), solenaţia ϑ_r scade, încît dreapta excitaţiei ocupă poziţia (2'') şi punctul P ajunge în P' pe porţiunea lineară, nesaturată, a caracteristicii de gol. În această situaţie, o mică creştere a lui ϑ_2, determină o dezexcitare rapidă a rototrolului, o scădere corespunzătoare a tensiunii la bornele motorului şi implicit a turaţiei, limitîndu-se pe această bază şocul de sarcină.

Modificînd contribuţiile înfăşurărilor 1 şi 2, se obţine alura necesară a caracteristicii mecanice a motorului, pentru condiţiile de funcţionare date[1].

[1] Alte detalii pentru acest paragraf în [8], [26].

8. SERVOMOTOARE ELECTRICE

8.1. INTRODUCERE

În categoria *servomotoarelor electrice* sînt incluse motoarele de curent continuu şi curent alternativ, care în sistemele de reglare automată joacă rol de elemente de execuţie ; la primirea unui semnal electric (la aplicarea unei tensiuni de comandă), arborele servomotorului roteşte astfel încît să fie respectat procesul tehnologic prescris.

De regulă, semnalul de comandă este de putere mică, încît alimentarea servomotorului *SM* (fig. 8.1) se asigură de la un amplificator de putere *A* ; prin intermediul unui reductor de turaţie, servomotorul antrenează sarcina *S*. Mărimea de ieşire ϑ_e poate fi aplicată la intrarea în amplificator (direct sau după o convertire convenabilă), ca o reacţie de control (de comparaţie cu mărimea de comandă ϑ_i).

Ansamblul servomotor, reductor, sarcină şi elementul de amplificare (cu sau fără reacţii), constituie un *mecanism de execuţie* sau *servomecanism*. Capitolul de faţă tratează servomotoarele electrice din punctul de vedere al condiţiilor specifice în regim staţionar şi dinamic, pe care trebuie să le îndeplinească în cadrul unui servomecanism.

Servomotoarele prezintă caracteristici mecanice diverse şi sînt de puteri, turaţii şi frecvenţe variind în limite largi. În accepţia uzuală, termenul de servomotor priveşte motoarele de putere mică (sub 1 kW) din sistemele automate, la care este posibil reglajul de turaţie. La puteri de ordinul waţilor şi sutelor de waţi sînt preferate servomotoarele de curent alternativ, peste aceste puteri se utilizează servomotoarele de curent continuu.

Condiţiile de funcţionare fiind altele decît pentru motoarele obişnuite (trebuind să răspundă cu precizie la semnalul de comandă aplicat), ele necesită o realizare tehnologică aparte. Se dă atenţie asigurării simetriei circuitului magnetic, prelucrării suprafeţelor, asigurării rigidităţii mecanice mai ales la viteze ridicate (servomotoarele pot lucra la viteze de pînă la 100 000 rot/min) etc.

În calculele de proiectare avînd în vedere caracterul de masă al producţiei de servomotoare, alături de caracteristicile funcţionale ce trebuiesc sa-

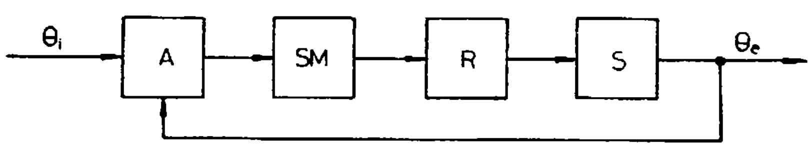


Fig. 8.1. Schemă de principiu de utilizare a unui servomotor într-un sistem automat.

tisfăcute, se au în vedere şi considerente economice (alegerea solicitărilor electromagnetice şi soluţiilor constructive astfel, încît consumul de materiale active şi în consecinţă preţul de cost, să fie reduse).

Indiferent de tipul, de curent continuu sau curent alternativ, pentru o funcţionare corespunzătoare, servomotorul trebuie să permită un reglaj în limite largi şi stabil de turaţie, să dezvolte un cuplu de pornire cît mai mare posibil şi doar în prezenţa semnalului de comandă, să aibă viteză mare de răspuns şi putere de comandă redusă, caracteristici mecanice lineare, construcţie robustă, preţ de cost redus etc. Aceste criterii se au în vedere cînd se dimensionează sau se alege un servomotor.

Pe lîngă servomotoarele electrice, în sistemele automate sînt frecvent folosite servomotoarele pneumatice şi hidraulice. Ele se caracterizează prin gabarite reduse şi o funcţionare sigură, în schimb necesită o tehnologie de execuţie pretenţioasă.

8.2. SERVOMOTOARE DE CURENT CONTINUU

Elementele constructive de bază sînt cele de la o maşină normală de curent continuu. Cîmpul inductor este produs prin intermediul unei înfăşurări de excitaţie, plasată pe poli realizaţi de regulă din tablă ştanţată şi fixaţi prin buloane într-o carcasă din ţeavă de oţel, ce joacă şi rol de jug statoric. Înfăşurarea indusului, diametrală, este plasată în crestături semiînchise. Colectorul se realizează frecvent prin presarea lamelelor în material plastic, ce asigură şi rigiditatea mecanică şi distanţele de izolaţie. La micromaşinile de mare viteză se iau măsuri speciale de consolidare a lamelelor în butucul de material plastic.

Pentru a corespunde cerinţelor legate în principal de viteza răspunsului la semnalul de comandă, se aleg soluţii constructive diferite de cele adoptate pentru maşinile clasice. Astfel, servomotoarele de puteri mici (de ordinul waţilor) se realizează cu *rotorul în formă de pahar* (fig. 8.2) la care în-

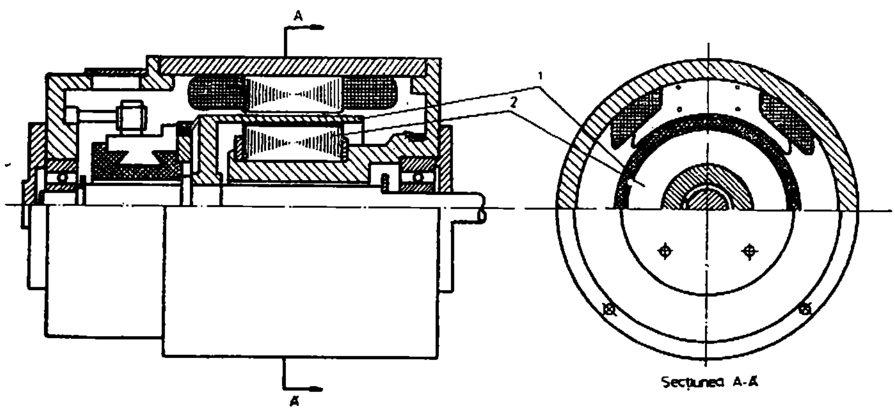


Fig. 8.2. Servomotor cu rotorul în formă de pahar.

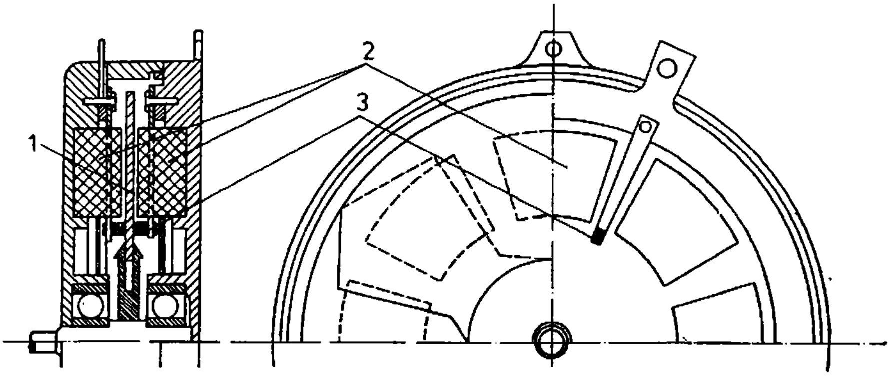


Fig. 8.3. Servomotor cu întrefier axial.

făşurarea indusului se plasează pe un cilindru izolant 1. Prin separarea de miezul feromagnetic rotoric 2 ce rămîne fix, servind doar la închiderea cîmpului magnetic al maşinii, momentul de inerţie al rotorului redus la paharul ce poartă înfăşurarea, scade sensibil. Ca urmare a întrefierului important dintre armăturile feromagnetice, (paharul ce susţine înfăşurările fiind din material plastic), puterea de excitaţie rezultă mai mare faţă de maşinile clasice. De asemenea apar dificultăţi tehnologice legate mai ales de fixarea corectă a rotorului în spaţiul redus dintre armături.

O altă soluţie constructivă de dată recentă, apelează la realizarea înfăşurării indusului sub formă de circuite imprimate. Întrucît acestea necesită o suprafaţă plană, rotorul capătă forma unui disc şi maşina devine *cu întrefier axial* (fig. 8.3).

Circuitele imprimate se realizează pe discul izolant rotoric 1, astfel ca înfăşurarea obţinută să respecte condiţiile de simetrie impuse unei înfăşurări de curent continuu.

Periile 3 calcă direct pe conductoarele neizolate ale indusului, încît dispare colectorul ca element distinct al maşinii, cu toate dezavantajele pe care le presupune.

Polii inductori 2 ai maşinii de obicei din magneţi permanenţi, sînt fixaţi într-o armătură feromagnetică în formă de disc. Sistemul inductor al maşinii se realizează din două astfel de armături, cu polii de nume contrar plasaţi faţă în faţă, dispuse astfel, încît între ele roteşte discul izolant ce poartă înfăşurarea imprimată a indusului. Cîmpul străbate intrefierul în direcţie axială şi se închide prin discurile feromagnetice ce joacă rolul de juguri. În alte variante constructive se renunţă la unul din discurile cu poli inductori, fiind înlocuit cu un disc feromagnetic ce are doar rolul să închidă circuitul magnetic al maşinii.

În fig. 8.4 se indică principial modul de realizare al unei înfăşurări ondulate. Laturile de dus şi de întors ale bobinelor, orientate radial şi realizate separat pe cîte o faţă a discului, sînt înseriate prin legături galvanice, care străbat (sau ocolesc) placa izolantă.

În scopul realizării unor capete frontale cît mai scurte şi în consecinţă a unei economii de material activ, înfăşurarea indusului se execută de regulă pentru un număr mare de perechi de poli.

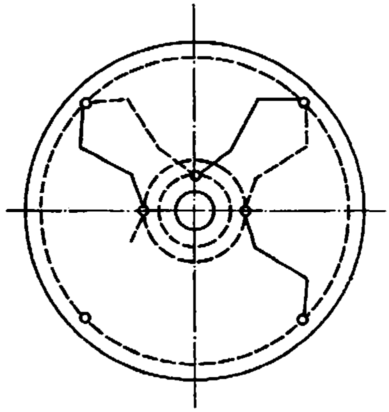


Fig. 8.4. Dispunerea unei înfăşurări ondulate la un servomotor cu întrefier axial.

Avantajele principale ale acestei variante constructive adoptată astăzi pentru o plaje largă de puteri, sînt următoarele:

— ca urmare a rotirii în întrefierul maşinii doar a discului izolant ce poartă înfăşurarea indusului, ca şi la rotorul în formă de pahar, scade sensibil momentul de inerţie şi corespunzător, creşte viteza de răspuns a servomotorului;

— întrucît conductoarele ce compun înfăşurarea indusului sînt neizolate şi bine ventilate, se pot admite solicitări electrice ridicate (de zeci de ori mai mari faţă de cele admise pentru o maşină în construcţie normală), ce determină o reducere importantă a consumului de cupru;

— absenţa colectorului. Întrucît înfăşurarea indusului este separată de miezul magnetic, inductivitatea spirelor ce comută este de valori reduse, ceea ce determină o comutaţie bună, chiar în condiţii de suprasarcină şi viteze ridicate;

— există posibilitatea obţinerii unor turaţii ridicate, pentru forma constructivă adoptată indusul comportîndu-se bine la forţele centrifuge;

— ca urmare a utilizării raţionale în ansamblu a materialelor active, servomotorul cu rotorul axial rezultă de dimensiuni şi preţ de cost reduse;

— construcţia simplă a maşinii permite realizarea unei producţii în bună parte automatizată etc.

Principalele dezavantaje decurg din forma constructivă particulară. Ca urmare a întrefierului axial important dintre armăturile feromagnetice, determinat de prezenţa discului nemagnetic, se obţin inducţii în întrefier relativ reduse, chiar în condiţiile unui sistem inductor voluminos (indiferent că este de tipul cu magneţi permanenţi sau electromagneţi). Avînd în vedere că din punct de vedere tehnologic nu poate fi mărit prea mult numărul de spire al înfăşurării imprimate, rezultă că în aceste condiţii tensiunile de alimentare ale indusului se obţin de valori mici, neconvenabile. La cele prezentate trebuie adăugat că forma foarte subţire a rotorului, nu este adecvată pentru solicitări mecanice puternice.

Avînd în vedere avantajele, servomotoarele cu întrefier axial s-au impus şi în momentul de faţă se construiesc pentru puteri pînă la ordinul kilowaţilor.

8.2.1. ECUAŢIILE SERVOMOTOARELOR DE CURENT CONTINUU

În cele ce urmează se au în vedere servomotoarele cu excitaţie separată, de regulă utilizate în sistemele de reglare automată.

La aplicarea unui semnal de comandă, arborele servomotorului ia o anumită turaţie sau, în sistemele de urmărire, ocupă o poziţie determinată. Tensiunea de comandă poate fi aplicată fie în circuitul de excitaţie fie în circuitul indusului. Ecuaţiile ce definesc comportarea în cazul general, sînt cele date în (4.84) în care J este momentul de inerţie rezultant la arborele servomotorului (determinat şi de părţile în rotaţie ale reductorului şi sarcinii) iar F, coeficientul de frecări vîscoase, condiţionat de frecările mecanice ce se produc în toate elementele în rotaţie din sistemul format de servomotor, reductor şi sarcină.

8.2.1.1. COMANDA PRIN CIRCUITUL INDUSULUI

Potrivit acestei metode, tensiunea de comandă este aplicată la bornele indusului, tensiunea de excitaţie păstrîndu-se constantă.

Ecuaţiile ce definesc *funcţionarea servomotorului în regim staţionar pentru* U_a = *variabil*, U_{ex} = *ct.*, conform (4.84) au forma

$$\begin{aligned} U_a &= RI_a + M_{h0}K_sI_e\Omega \\ M &= M_{h0}K_sI_eI_a \end{aligned} \tag{8.1}$$

Întrucît U_{ex} = ct. (I_e = ct.), fluxul polar al maşinii se păstrează constant indiferent de sarcină (dacă se neglijează efectele reacţiei de indus) şi în consecinţă K_s = ct., de o valoare corespunzătoare nivelului solicitării magnetice a maşinii. Faptul că nu mai intervine nelinearitatea caracteristicii magnetice a maşinii, este un argument major în vederea folosirii acestui procedeu de reglare în sistemele automate.

Eliminînd curentul I_a din (8.1) se obţine *caracteristica mecanică*

$$M = K_MU_a - F'\Omega \tag{8.2}$$

în care mărimile constante

$$K_M = \frac{M_{h0}K_sI_e}{R}, \qquad F' = \frac{(M_{h0}K_sI_e)^2}{R} \tag{8.3}$$

Considerînd tensiunea indusului U_a parametru variabil, se obţine o familie de caracteristici mecanice $M = f(\Omega)$, (fig. 8.5), de forma unor drepte paralele de pantă F'. Caracterul linear şi panta constantă a caracteristicilor mecanice, echidistante la variaţia în trepte egale a tensiunii U_a, permit o funcţionare corespunzătoare a servomotorului într-un sistem automat şi reprezintă principalele avantaje ale comenzii prin circuitul indusului; dintre ele prezintă interes în primul rînd cea corespunzătoare tensiunii maxime de comandă $U_{a\,max}$.

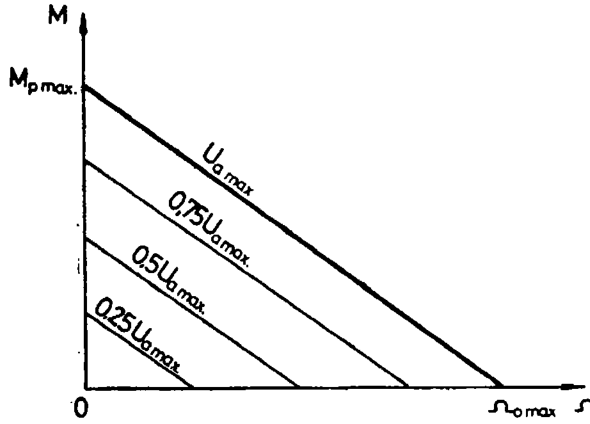


Fig. 8.5. Caracteristicile mecanice ale servomotorului comandat prin circuitul indusului.

Pentru o valoare dată a tensiunii U_a, caracteristica mecanică se trasează identificînd intersecțiile dreptei cu axele de coordonate. Pentru $\Omega = 0$ rezultă *cuplul de pornire al servomotorului*

$$M_p = K_M U_a \tag{8.4}$$

Pentru $M = 0$, se obține *viteza unghiulară maximă* Ω_0 a servomotorului (corespunzătoare mersului în gol ideal)

$$\Omega_0 = \frac{K_M}{F'} U_a \tag{8.5}$$

Din (8.4) se observă că între cuplul de pornire și tensiunea de comandă există o relație de proporționalitate și pentru acest punct, servomotorul joacă rol de *traductor tensiune-cuplu*. Pe această bază K_M se definește *coeficient de amplificare tensiune-cuplu* iar prin analogie cu (4.78), F' se numește *coeficient de frecare vîscoasă artificială*.

Puterea utilă la arborele servomotorului este dată de relația

$$P_u = M\Omega = (K_M U_a - F'\Omega)\Omega \tag{8.6}$$

Se observă că pentru $\Omega = 0$, $\Omega = \Omega_0$, puterea utilă devine nulă. Ea trece prin maxim la viteza unghiulară Ω_{max} $\left(\text{ce satisface ecuația } \frac{dP_u}{d\Omega} = 0\right)$, dată de relația imediată

$$\Omega_{max} = \frac{K_M}{2F'} U_a = \frac{1}{2} \Omega_0 \tag{8.7}$$

Înlocuind Ω_{max} în (8.6) se obține

$$P_{u\,max} = \frac{1}{4} \frac{(K_M U_a)^2}{F'} \tag{8.8}$$

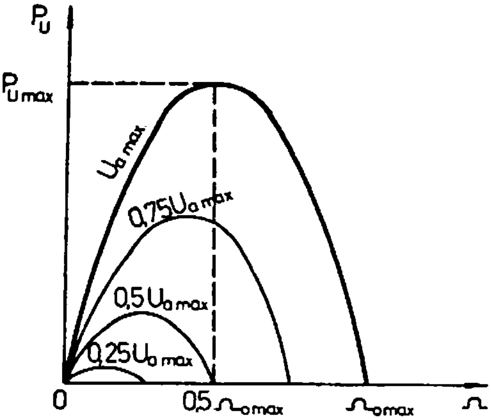


Fig. 8.6. Curbele $P = f(\Omega)$ pentru diverse tensiuni de comandă U_a.

În fig. 8.6 este reprezentată familia de caracteristici $P_u = f(\Omega)$ pentru diverse tensiuni U_a. Se observă că puterea utilă maximă apare la jumătate din viteza unghiulară Ω_0 corespunzătoare tensiunii U_a date şi scade repede cu U_a.

Pentru *tensiunea de comandă maximă* $U_{a\,max}$, trebuiesc precizaţi *cuplul de pornire* $M_{p\,max}$, *viteza unghiulară* $\Omega_{0\,max}$ şi *puterea utilă* $P_{u\,max\cdot max}$, ce reprezintă parametrii semnificativi funcţionării ca servomotor.

La studiul *regimului dinamic* se consideră mărime de intrare tensiunea de comandă u_a şi de ieşire unghiul de poziţie ϑ al rotorului. Ecuaţiile operaţionale deduse din (4.84) pentru condiţii iniţiale nule, capătă forma

$$\begin{aligned}\bar{u}_a(p) &= R(1 + pT_a)\bar{i}_a(p) + M_{h0}K_sI_ep\bar{\vartheta}(p)\\ \bar{m}(p) &= M_{h0}K_sI_e\bar{i}_a(p) = Fp(1 + pT_m)\bar{\vartheta}(p) + \bar{m}_s(p)\end{aligned} \tag{8.9}$$

în care ţinînd cont că $\Omega = \frac{d\vartheta}{dt}$, s-a introdus $\bar{\Omega}(p) = p\bar{\vartheta}(p)$.

S-au notat

$$T_a = \frac{L_a}{R}, \quad T_m = \frac{J}{F} \tag{8.10}$$

respectiv constanta de timp a înfăşurării indusului şi constanta mecanică de timp.

Ecuaţia pentru circuitul de excitaţie nu intervine, întrucît la $U_{ex} =$ ct. corespunde şi $I_e =$ ct. şi regimul se păstrează staţionar.

Eliminînd $\bar{i}_a(p)$ din (8.9) se obţine

$$M_{h0}K_sI_e\frac{\bar{u}_a(p) - M_{h0}K_sI_ep\bar{\vartheta}(p)}{R(1 + pT_a)} = Fp(1 + pT_m)\bar{\vartheta}(p) + \bar{m}_s(p)$$

şi ţinînd cont de (8.3)

$$K_M\bar{u}_a(p) - F'p\bar{\vartheta}(p) = (1 + pT_a)\bar{m}_s(p) + Fp(1 + pT_m)(1 + pT_a)\bar{\vartheta}(p)$$

sau

$$K_M\bar{u}_a(p) - (1 + pT_a)\bar{m}_s(p) = F'p\left[1 + \frac{F}{F'}(1 + pT_a)(1 + pT_m)\right]\bar{\vartheta}(p) \tag{8.11}$$

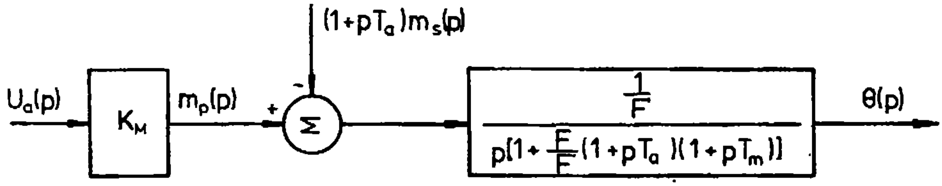


Fig. 8.7. Schema funcţională a servomotorului comandat prin circuitul indusului.

Ecuaţiei (8.11) îi corespunde schema funcţională din fig. 8.7 în care servomotorul prin introducerea coeficientului K_M joacă rol de traductor tensiune-cuplu (conform relaţiei (8.4) care în regim dinamic capătă forma $\overline{m}_p(p) = K_M\overline{u}_a(p)$.

Dacă se neglijează constanta de timp T_a a indusului, de regulă foarte mică, faţă de constanta mecanică de timp T_m, schema funcţională capătă forma (fig. 8.8), unde

$$T'_m = T_m \frac{F}{F+F'} \tag{8.12}$$

este *constanta electromecanică echivalentă de timp.*

În cazul particular $m_s = 0$ (la mersul în gol), rezultă funcţia de transfer a sistemului

$$\frac{\overline{\theta}(p)}{\overline{u}_a(p)} = \frac{K_M \dfrac{1}{F+F'}}{p(1+pT'_m)} \tag{8.13}$$

Dacă mărimea de ieşire se consideră viteza unghiulară Ω, schema funcţională este de forma din fig. 4.63. Introducînd notaţiile de mai sus, schema funcţională capătă forma din fig. 8.7 în care dispare p din faţa parantezei de la numitorul fracţiei ce defineşte funcţia de transfer a ultimului element al schemei şi ca element de ieşire se consideră $\overline{\Omega}(p)$.

Funcţia de transfer la $m_s = 0$, devine

$$\frac{\overline{\Omega}(p)}{\overline{u}_a(p)} = \frac{K_M \dfrac{1}{F'}}{1+\dfrac{F}{F'}(1+pT_a)(1+pT_m)} = \frac{K_M \dfrac{1}{F'}}{1+\dfrac{F}{F'}+\dfrac{F}{F'}(T_a+T_m)p+\dfrac{F}{F'}T_aT_mp^2}$$

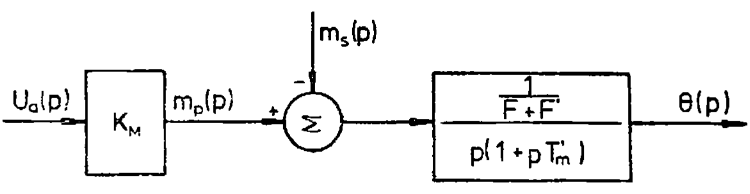


Fig. 8.8. Schema funcţională simplificată a servomotorului comandat prin circuitul indusului.

Întrucît coeficienţii ecuaţiei de la numitor sînt toţi pozitivi, funcţionarea este stabilă. După cum rădăcinile ecuaţiei caracteristice sînt ambele negative sau complex conjugate, viteza unghiulară va tinde către valoarea stabilizată respectiv aperiodic sau prin oscilaţii amortizate. De regulă se urmăreşte eliminarea oscilaţiilor din sistemul de reglare, încît constantele T_a, T_m trebuie să satisfacă inegalitatea

$$\frac{F}{F'}(T_m - T_a)^2 - 4T_mT_a > 0 \tag{8.14}$$

Din (8.14) rezultă că T_a trebuie să fie pe cît posibil redus şi din acest motiv uneori se procedează la înserierea cu circuitul indusului servomotorului, a unor rezistenţe suplimentare.

În cazul simplificat al neglijării lui T_a funcţia de transfer devine

$$\frac{\bar{\Omega}(p)}{\bar{u}_a(p)} = \frac{K_M \dfrac{1}{F' + F}}{1 + pT'_m} \tag{8.15}$$

Din ecuaţiile (8.15), (8.13), rezultă că din punct de vedere dinamic în ipotezele simplificatoare admise, servomotorul se comportă ca un element inerţial aperiodic sau un ansamblu de două elemente dintre care unul inerţial aperiodic şi altul integrator, după cum mărimea de ieşire este viteza unghiulară sau unghiul de poziţie al rotorului.

Viteza de răspuns este condiţionată de constanta de timp $T'_m \ll T_m$ deoarece de regulă $F' \gg F$. În consecinţă, introducerea pe cale funcţională a coeficientului F', apare deosebit de avantajoasă pentru comportarea în regim dinamic a servomotorului (altfel spus, înclinarea caracteristicii mecanice a servomotorului în regim staţionar, este o măsură a comportării lui în regim dinamic). Coeficientul de frecare vîscoasă artificială F' poate fi stabilit de o valoare convenabilă conform (8.3). Trebuie observat că mărirea lui F' este legată (conform (8.15) în care se face $p = 0$) de o limitare a vitezei unghiulare staţionare ce se obţine la ieşire corespunzătoare unei tensiuni de comandă dată.

8.2.1.2. COMANDA PRIN CIRCUITUL DE EXCITAŢIE

Potrivit acestei metode, tensiunea de comandă este aplicată la bornele înfăşurării de excitaţie şi se păstrează constantă tensiunea înfăşurării indusului.

Ecuaţiile *regimului staţionar* conform (4.84) capătă forma

$$\left.\begin{aligned} U_a &= RI_a + M_{h0}K_sI_e\Omega \qquad & M &= M_{h0}K_sI_eI_a \\ U_{ex} &= R_EI_e & K_sI_e &= K'f(I_e) \end{aligned}\right\} \tag{8.16}$$

Un prim dezavantaj al metodei decurge din faptul că odată cu tensiunea de comandă se modifică în limite largi şi fluxul polar şi ca urmare nivelul de saturaţie al maşinii, încît trebuie luată în consideraţie şi ultima ecuaţie neliniară din (8.16).

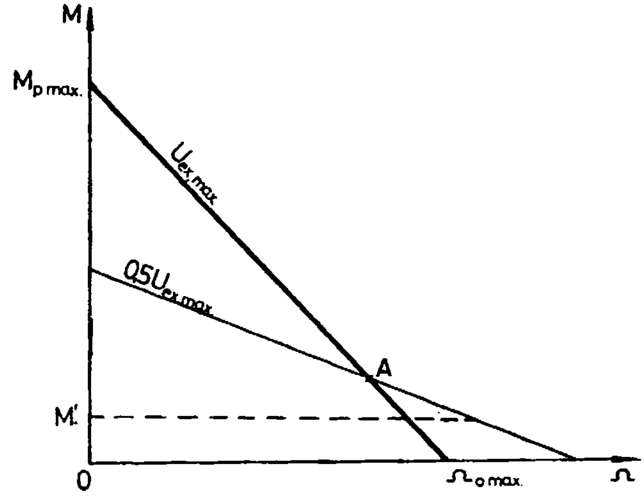


Fig. 8.9. Caracteristicile mecanice ale servomotorului comandat prin circuitul de excitaţie.

Dacă se neglijează în prima aproximaţie saturaţia (se presupune $K_s =$ $=$ ct.), eliminînd curenţii I_a, I_e din sistemul (8.16) se obţine *caracteristica mecanică* $M = f(\Omega)$ de forma

$$M = K_M U_{ex} - F'(U_{ex})\Omega \tag{8.17}$$

unde

$$K_M = \frac{M_{h0}K_s U_a}{RR_E}; \qquad F'(U_{ex}) = \left(\frac{M_{h0}K_s}{R_E}\right)^2 \frac{1}{R} U_{ex}^2 \tag{8.18}$$

Ecuaţia (8.17) pentru o tensiune U_{ex} dată, reprezintă o dreaptă de pantă F' dependentă de mărimea tensiunii de comandă. Intersecţiile dreptei cu axele de coordonate, dau valorile caracteristice

$$M_p = K_M U_{ex}, \qquad \Omega_0 = \frac{M_p}{F'(U_{ex})} = \frac{R_E U_a}{M_{h0}K_s}\frac{1}{U_{ex}} \tag{8.19}$$

Se constată că între cuplul de pornire şi tensiunea de comandă luată ca parametru variabil, se respectă o relaţie de proporţionalitate, în schimb viteza unghiulară ideală se modifică invers proporţional cu U_{ex}, încît familia de caracteristici mecanice arată ca în fig. 8.9. Înclinarea diferită a dreptelor familiei, rezultă şi din (8.18) unde F' este un coeficient dependent de tensiunea de comandă.

Modificarea continuă a pantei caracteristicilor mecanice cu tensiunea de comandă, este dezavantajoasă la utilizarea servomotorului în schemele automate. Astfel, un acelaşi punct A de funcţionare (fig. 8.9), poate fi regăsit pentru două tensiuni de comandă diferite, iar pentru un cuplu M' la arbore se pot stabili turaţii cu atît mai mici, cu cît amplitudinea semnalului de comandă este mai mare (la mersul în gol acest lucru se întîmplă întotdeauna cum rezultă din (8.19)). O asemenea răsturnare a reglajului nu este admisibilă în sistemul de reglare automată.

Un alt dezavantaj decurge din faptul că la variaţia în limite largi a tensiunii de comandă, ca urmare a modificării saturaţiei maşinii, $K_s \neq$ ct. încît

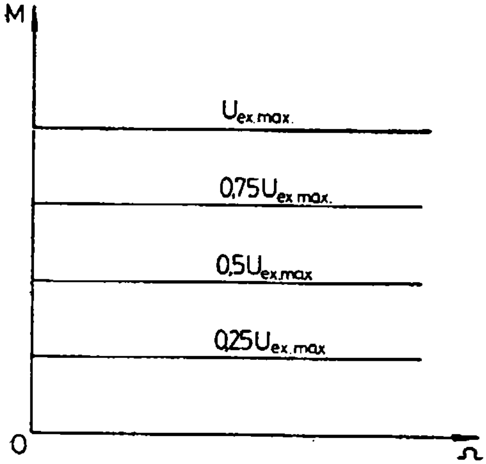


Fig. 8.10. Caracteristicile mecanice ale servomotorului comandat prin circuitul de excitaţie, pentru $i_a =$ ct.

nici pentru cuplul de pornire nu se mai respectă relaţia de proporţionalitate cu tensiunea de comandă.

În consecinţă, deşi sub aspect energetic comanda prin circuitul de excitaţie, de mică putere, este avantajoasă, în această formă nu sînt satisfăcute condiţiile de bază impuse într-un sistem automat.

Caracteristicile de funcţionare se ameliorează dacă se realizează păstrarea constantă a curentului din indus. În acest caz caracteristica mecanică la neglijarea saturaţiei, devine

$$M = K'_M U_{ex}, \qquad K'_M = \frac{M_{h0} K_s I_a}{R_E} \tag{8.20}$$

Familia de drepte paralele cu abscisa ce se obţine pentru diverşi U_{ex}, este reprezentată în fig. 8.10. Se observă că nu mai este posibilă răsturnarea reglajului, în schimb caracteristicile au căpătat o formă rigidă ($F' = 0$) ceea ce este dezavantajos pentru regimul dinamic. În plus deoarece de fapt $K_s \neq$ $\neq$ ct., nici în acest caz nu se respectă proporţionalitatea între cuplul de pornire şi tensiunea de comandă.

Asigurarea condiţiei $I_a =$ ct. pentru diverse tensiuni de comandă U_{ex}, se realizează intercalînd între sursă şi bornele indusului, o rezistenţă importantă în serie, sensibil mai mare decît rezistenţa echivalentă pe care o poate prezenta la borne servomotorul pentru tot domeniul posibil de funcţionare. Introducerea rezistenţei suplimentare, determină pierderi importante de energie încît faptul că, potrivit metodei, este necesară o putere de comandă redusă, nu mai reprezintă un avantaj deosebit.

Regimul dinamic se analizează în ipoteza $I_a =$ ct. Ecuaţiile operaţionale deduse din (4.84) la considerarea ca mărimi de intrare respectiv de ieşire tensiunea u_{ex} şi unghiul de poziţie ϑ al rotorului, pentru $K_s =$ ct. şi condiţii iniţiale nule, capătă forma

$$\begin{aligned} \bar{u}_{ex}(p) &= R_E(1 + pT_e)\bar{i}_e(p) \\ \bar{m}(p) = M_{h0} K_s I_a \bar{i}_e(p) &= Fs(1 + pT_m)\vartheta(p) + \bar{m}_s(p) \end{aligned} \tag{8.21}$$

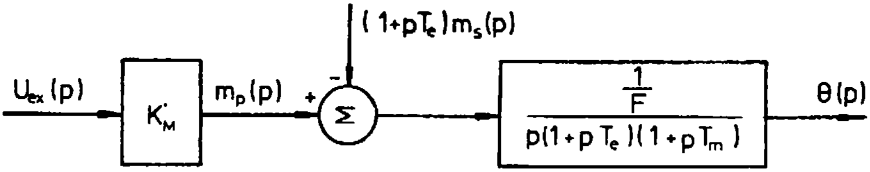


Fig. 8.11. Schema funcţională a servomotorului comandat prin circuitul de excitaţie pentru i_a = ct.

Eliminînd curentul $\bar{i}_e(p)$ şi ţinînd cont de (8.20) se obţin

$$K'_M\bar{u}_{ex}(p) = (1 + pT_e)\bar{m}_s(p) + Fp(1 + pT_e)(1 + pT_m)\bar{\vartheta}(p) \tag{8.22}$$

şi corespunzător, schema funcţională din fig. 8.11.

În (8.22) constanta de timp $T_e = \frac{L_e}{R_E}$ a circuitului de excitaţie este importantă şi nu poate fi neglijată faţă de T_m. Se poate neglija însă produsul T_eT_m încît se ajunge la schema funcţională simplificată din fig. 8.12 în care

$$T''_m = T_e + T_m \tag{8.23}$$

este *constanta electromecanică echivalentă de timp*.

La mersul în gol (m_s = 0), se obţine funcţia de transfer

$$\frac{\bar{\vartheta}(p)}{\bar{u}_{ex}(p)} \cong \frac{K'_M \frac{1}{F}}{p(1 + pT''_m)} \tag{8.24}$$

Ca mai sus, dacă se consideră mărime de ieşire viteza unghiulară Ω, schema funcţională se obţine de forma din fig. 4.62. Funcţia de transfer pentru m_s = = 0, ţinînd cont de notaţiile introduse, capătă forma

$$\frac{\bar{\Omega}(p)}{\bar{u}_{ex}(p)} = \frac{K'_M \frac{1}{F}}{(1 + pT_m)(1 + pT_e)} \cong \frac{K'_M \frac{1}{F}}{1 + pT''_m} \tag{8.25}$$

Ecuaţiile (8.24), (8.25), ce definesc funcţiile de transfer, se obţin de formă asemănătoare celor corespunzătoare aplicării tensiunii de comandă pe circuitul indusului. Absenţa coeficientului de frecare vîscoasă artificială F' şi introducerea în acelaşi timp a constantei de timp T_e de valoare mare, conduc aşa cum rezultă din compararea relaţiilor (8.12), (8.23), la o constantă

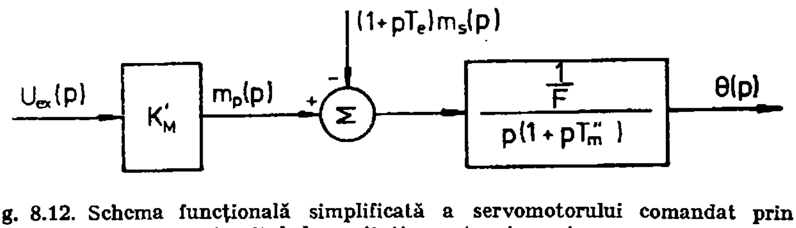


Fig. 8.12. Schema funcţională simplificată a servomotorului comandat prin circuitul de excitaţie pentru i_a = ct.

de timp echivalentă $T''_m > T'_m$ şi în consecinţă viteza de răspuns a servomotorului comandat prin circuitul de excitaţie este relativ redusă. La acest dezavantaj se adaugă consumul de energie pe rezistenţa suplimentară şi legătura neliniară şi neunivocă dintre fluxul polar şi curentul de excitaţie, ce afectează nivelul preciziei comportării într-o schemă de reglare automată.

Din aceste motive, în mod uzual se utilizează comanda prin circuitul indusului, comanda prin excitaţie fiind aplicată numai la servomotoarele de mică putere.

Observaţii. Avantajele utilizării servomotoarelor de curent continuu, se referă în principal la posibilitatea reglajului de turaţie relativ simplu şi stabil, în limite largi, prin intermediul unor caracteristici mecanice practic liniare, la buna comportare în regim dinamic mai ales a servomotoarelor în construcţie specială (cu rotorul în formă de pahar şi rotor disc), la posibilitatea obţinerii unor dimensiuni de gabarit reduse etc.

Printre dezavantaje se înscriu prezenţa colectorului ce necesită o îngrijire specială, posibilităţile mai restrînse de reglare la comanda prin circuitul de excitaţie, imposibilitatea sesizării schimbării semnului semnalului de comandă şi introducerea unor caracteristici mecanice neliniare la servomotorul serie (din aceste motive puţin folosit), existenţa periilor care provoacă o creştere nedorită a frecărilor, prezenţa scînteilor la colector (sursă de paraziţi radiofonici) etc.

Faţă de maşinile de construcţie normală, *servomotoarele de putere mare* se realizează întrucîtva diferit. În vederea obţinerii unei constante mecanice de timp T_m cît mai mici, se urmăreşte reducerea pe cît posibil a diametrului exterior al rotorului. De asemenea pentru a putea prelua şocurile de sarcină, se execută cu arborele rotoric supradimensionat şi comutaţiei i se acordă o atenţie particulară (la şocuri de curent de cîteva ori curentul nominal, scînteierea la colector să fie admisibilă) prin prevederea de poli auxiliari, înfăşurări de compensaţie etc.

Avînd în vedere avantajele prezentate, servomotoarele de curent continuu sînt larg folosite în schemele de reglare automată atît de mică cît şi de mare putere[1].

8.3. SERVOMOTOARELE DE CURENT ALTERNATIV

Sînt utilizate în mod curent pentru puteri mici (pînă la aproximativ 100 W), cînd sînt preferate servomotoarelor de curent continuu.

8.3.1. SERVOMOTORUL ASINCRON BIFAZAT

Este un micromotor asincron în construcţie specială, la care viteza de rotaţie este condiţionată, aşa cum apare necesar în sistemele automate, direct de amplitudinea şi faza tensiunii de comandă.

[1] Alte detalii în [8], [14], [25].

Din punct de vedere constructiv, cuprinde elementele unei maşini de inducţie bifazate în stator, înfăşurările E, c, avînd axele în cuadratură, plasate în crestături şi cu rotorul în colivie de veveriţă (fig. 8.13). Înfăşurarea E numită *înfăşurare de excitaţie* este permanent conectată la reţea, la bornele înfăşurării c, considerată *înfăşurare de comandă*, se aplică semnalul electric ce determină rotaţia servomotorului. Ca la orice maşină de curent alternativ, circuitul magnetic se execută din tole şi în plus se acordă o mare atenţie preciziei tehnologiei de fabricaţie ; întrefierul se adoptă redus (în jurul lui 0,1 mm).

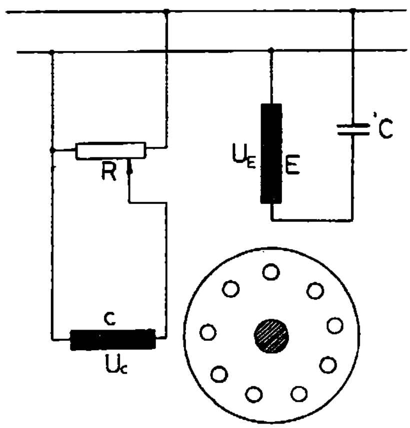


Fig. 8.13. Servomotorul asincron cu rotorul în scurtcircuit.

Comanda servomotorului se asigură prin : 1. variaţia amplitudinii tensiunii U_c aplicată înfăşurării de comandă (faza rămînînd neschimbată), 2. variaţia fazei tensiunii U_c (la amplitudine neschimbată) şi 3. modificarea simultan a amplitudinei şi fazei tensiunii U_c. În fig. 8.13 se arată posibilitatea aplicării semnalului conform ultimei metode. Prin intermediul capacităţii C în serie cu înfăşurarea de excitaţie şi reostatului potenţiometric R, se defazează şi modifică tensiunile $\underline{U}_c$, $\underline{U}_E$ aplicate înfăşurărilor c, E.

Funcţionarea în sistemele automate impune dimensionarea servomotorului astfel, încît să fie îndeplinite cu necesitate condiţiile :

— absenţa autopornirii (cuplul electromagnetic să fie nul la $n = 0$, pentru $U_c = 0$) ;

— autofrînarea pînă la oprire (cuplul electromagnetic să devină opus rotaţiei, la dispariţia tensiunii de comandă) ;

— obţinerea unor caracteristici mecanice $M = f(\Omega)$ pe cît posibil lineare şi care să asigure o funcţionare stabilă pe o plajă largă ;

— asigurarea unui cuplu de pornire şi unei viteze de răspuns ridicate, etc.

Funcţionarea în regim staţionar a servomotorului poate fi precizată utilizînd metoda componentelor simetrice. Potrivit metodei, se descompune sistemul nesimetric de tensiune $\underline{U}_E$, $\underline{U}_c$ dat, în două sisteme simetrice direct şi invers ; pentru fiecare din cele două succesiuni, funcţionarea maşinii este cunoscută, încît prin suprapunerea efectelor rezultă comportarea corespunzătoare cazului real.

$$\text{Fie } \underline{U}_{dE} = \underline{U}_d, \quad \underline{U}_{dc} = -j\underline{U}_d, \quad \underline{U}_{iE} = \underline{U}_i, \quad \underline{U}_{ic} = j\underline{U}_i,$$

sistemele direct şi invers de tensiuni aplicate înfăşurărilor E, c. Sînt satisfăcute ecuaţiile

$$\begin{aligned} \underline{U}_E &= \underline{U}_{dE} + \underline{U}_{iE} = \underline{U}_d + \underline{U}_i \\ \underline{U}_c &= \underline{U}_{dc} + \underline{U}_{ic} = -j\underline{U}_d + j\underline{U}_i \end{aligned} \tag{8.26}$$

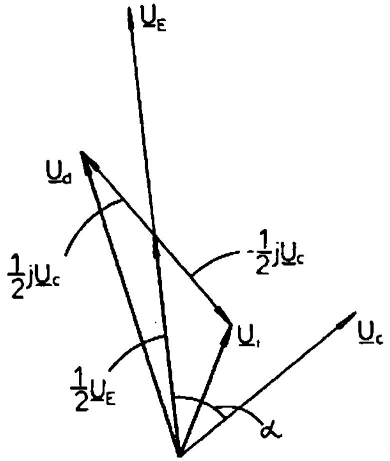


Fig. 8.14. Stabilirea componentelor de succesiune directă şi inversă.

şi după calcule simple

$$\underline{U}_d = \frac{1}{2}(\underline{U}_E + j\underline{U}_c)\,;\ \underline{U}_i = \frac{1}{2}(\underline{U}_E - j\underline{U}_c) \tag{8.27}$$

În baza relaţiilor (8.27) se determină în mod simplu (conform diagramei fazoriale din fig. 8.14) tensiunile simetrice de succesiune directă şi inversă care aplicate înfăşurărilor, determină funcţionarea din cazul real.

În particular la înfăşurări E, c, identice, aplicarea sistemului direct de tensiuni determină curenţi egali şi defazaţi cu $\frac{\pi}{2}$ prin cele două înfăşurări, încît la un moment dat, contribuţia armonicii fundamentale din curba solenaţiei corespunzătoare fiecărei înfăşurări într-un punct, la distanţa x pe periferia maşinii de axa înfăşurării E, este

$$\vartheta_E(x,\ t) = \Theta_d \sin \omega t \sin \frac{\pi}{\tau} x$$

$$\vartheta_c(x,\ t) = \Theta_d \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x - \frac{\pi}{2}\right)$$

şi solenaţia rezultantă

$$\vartheta(x,\ t) = \vartheta_E + \vartheta_c = \Theta_d \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) \tag{8.28}$$

Ecuaţia (8.28) reprezintă o undă învîrtitoare circulară şi determină în ipotezele simplificatoare admise în § 2.3.1 un cîmp magnetic învîrtitor circular direct. În consecinţă, forma caracteristicii mecanice a servomotorului pentru sistemul direct de tensiuni $M_d = f(s)$, este similară celei corespunzătoare unei maşini polifazate funcţionînd simetric.

Analog se obţine un cîmp magnetic circular invers şi un cuplu invers $M_i = f(s)$ la aplicarea sistemului invers de tensiuni.

În realitate, pentru un sistem nesimetric de tensiuni $\underline{U}_E$, $\underline{U}_c$, ca în fig. 8.14.

$$\vartheta_E(x,\ t) = \Theta_E \sin \omega t \sin \frac{\pi}{\tau} x$$

$$\vartheta_c(x,\ t) = \Theta_c \sin (\omega t - \alpha) \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x - \frac{\pi}{2}\right)$$

şi conform § 1.3 în întrefier se stabileşte un cîmp magnetic învîrtitor eliptic, rezultat prin suprapunerea a două cîmpuri magnetice circulare de amplitudini diferite, ce rotesc în sensuri opuse.

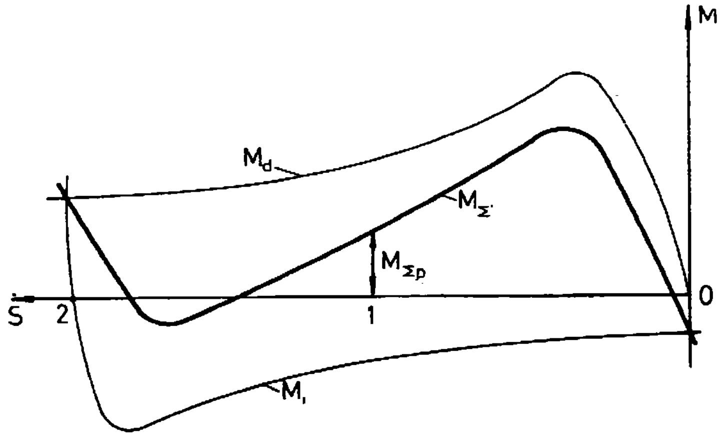


Fig. 8.15. Caracteristica mecanică la un motor asincron bifazat alimentat cu un sistem nesimetric de tensiune.

Cuplul rezultant al motorului este dat de suma cuplurilor direct şi invers corespunzătoare. Caracteristica mecanică rezultantă $M_{\Sigma} = M_d + M_i$ este reprezentată în fig. 8.15.

Pentru $n = 0$, cuplurile direct şi invers au valorile

$$M_{dp} = KU_d^2$$
$$M_{ip} = KU_i^2 \tag{8.29}$$

încît cuplul de pornire al servomotorului

$$M_{\Sigma p} = K(U_d^2 - U_i^2) \tag{8.30}$$

Dacă tensiunea de comandă este nulă, din (8.27) se obţine $U_d = U_i$, caracteristica mecanică devine cea a unei maşini de inducţie monofazate şi corespunzător $M_p = 0$. Rezultă că servomotorul bifazat porneşte doar la $U_c \neq 0$.

Pentru o funcţionare corespunzătoare în sistemul de reglare automată, trebuie ca la dispariţia semnalului de comandă servomotorul să se oprească. Cum se ştie însă (§ 5.5.4), maşina de inducţie în construcţie normală ce la un moment dat devine alimentată monofazat (aşa cum devine servomotorul pentru $U_c = 0$), rămîne în turaţie dacă cuplul electromagnetic corespunzător funcţionării monofazate, pozitiv pe o plajă largă de turaţii, depăşeşte cuplul rezistent de la arbore (fig. 5.35). Pentru a evita această situaţie incompatibilă cu funcţionarea ca servomotor, se măreşte sensibil rezistenţa rotorică astfel ca alunecarea critică să fie în jurul valorilor $s_k = 2-3$. Pe această bază cuplul rezultant pe care-l dezvoltă maşina la trecerea în funcţionarea monofazată (§ 5.8.4 şi fig. 5.46) devine negativ (de sens opus rotaţiei) pînă la $n = 0$ şi servomotorul se opreşte.

Un alt avantaj ce rezultă din mărirea rezistenţei circuitului rotoric este apropierea de forma liniară a caracteristicilor mecanice M_d, M_i, M_{Σ} din fig. 8.15, ale servomotorului bifazat.

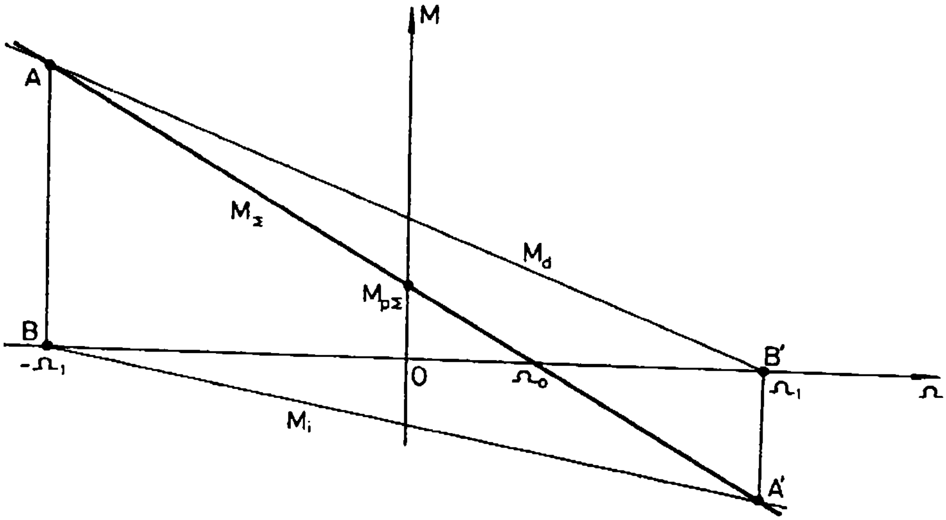


Fig. 8.16. Caracteristica mecanică la un servomotor asincron bifazat cu rezistență mare în circuitul rotoric.

În fig. 8.16 s-au aproximat prin drepte în sistemul de axe (Ω, M) pe intervalul ($-\Omega_1$, $+\Omega_1$) caracteristicile mecanice $M_d = f(\Omega)$, $M_i = f(\Omega)$, corespunzătoare succesiunilor directe și inverse de tensiuni. Și caracteristica rezultantă $M_\Sigma = f(\Omega)$, sumă algebrică a cuplurilor direct și invers, rezultă tot o dreaptă pe intervalul considerat. Poziția dreptei se precizează prin pantă și ordonata la origine (ce determină cuplul de pornire al servomotorului bifazat).

În figură, $AB = 2M_{pd}$, $A'B' = 2M_{pi}$ și panta dreptei $M_\Sigma = f(\Omega)$ rezultă de forma

$$F_\Sigma = \frac{AB + A'B'}{2\Omega_1} = \frac{M_{pd} + M_{pi}}{\Omega_1}$$

sau conform (8.29)

$$F_\Sigma = \frac{K}{\Omega_1}(U_d^2 + U_i^2) \tag{8.31}$$

Din figura 8.14 rezultă imediat

$$U_d^2 = \frac{1}{4}(U_E^2 + U_c^2 + 2U_E U_c \sin \alpha)$$

$$U_i^2 = \frac{1}{4}(U_E^2 + U_c^2 - 2U_E U_c \sin \alpha)$$

și înlocuind în (8.31), (8.30) se obține

$$F_\Sigma = \frac{K}{2\Omega_1}(U_E^2 + U_c^2): \qquad M_{p\Sigma} = K U_E U_c \sin \alpha \tag{8.32}$$

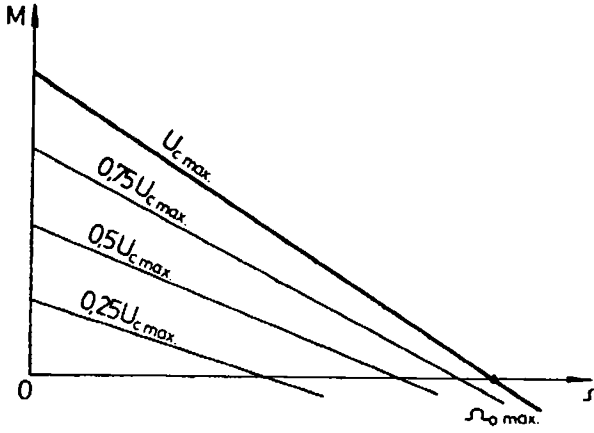


Fig. 8.17. Familia de caracteristici mecanice ale servomotorului pentru diverse tensiuni de comandă.

Caracteristica mecanică $M_\Sigma = f(\Omega)$ căutată, este de forma

$$M_\Sigma = M_{p\Sigma} - F_\Sigma \Omega = K U_E U_c \sin\alpha - \frac{K}{2\Omega_1}(U_E^2 + U_c^2)\Omega \qquad (8.33)$$

Viteza de mers în gol ideală

$$\Omega_0 = \frac{2\Omega_1 U_E U_c \sin\alpha}{U_E^2 + U_c^2} \qquad (8.34)$$

Dacă servomotorul este comandat astfel încît U_c = variabil, U_E = ct, α = ct (comandă prin modificarea amplitudinei tensiunii U_c), cuplul de pornire variază direct proporţional cu semnalul de comandă încît servomotorul bifazat poate fi considerat ca un traductor tensiune-cuplu. Diversele drepte $M_\Sigma = f(\Omega)$ ce se obţin la modificarea lui U_c sînt de pante diferite (întrucît $F_\Sigma = f(U_c)$), (fig. 8.17), ceea ce reprezintă o sursă nedorită de neliniarităţi. Cu linie îngroşată s-a reprezentat caracteristica mecanică corespunzătoare semnalului maxim de comandă $U_{c\,max}$.

Dacă servomotorul este comandat astfel ca U_c = ct, U_E = ct, α = variabil (comanda prin modificarea fazei tensiunii U_c), cuplul de pornire se modifică după o lege sinusoidală cu defazajul α. Dreptele M_Σ (Ω) pentru diverşi α rezultă paralele (de pantă F_Σ neschimbată). Deoarece însă pentru obşinerea lui α variabil sînt necesare instalaţii modificatoare de fază relativ scumpe, acest sistem de comandă este mai rar utilizat.

Indiferent de sistemul de reglare, caracteristicile mecanice M_Σ sînt drepte căzătoare, ce permit o funcţionare stabilă pe toată plaja de viteze unghiulare $(0, \Omega_0)$. Din (8.34) se vede că $\Omega_0 < \Omega_1$ şi atinge această valoare la $U_E = U_c$ şi $\alpha = \frac{\pi}{2}$ cînd sînt realizate condiţiile pentru cîmp magnetic învîrtitor circular (cînd dispare cuplul invers, opus rotaţiei).

Funcţionarea în regim dinamic. Se are în vedere ecuaţia

$$M_\Sigma = M_{p\Sigma} - F_\Sigma\,\Omega = J\frac{d\Omega}{dt} + F\Omega + m_s \qquad (8.35)$$

unde $M_{p\Sigma} = K_M U_c$: $K_M = K U_E \sin\alpha$ (se consideră comanda servomotorului prin variaţia amplitudinii tensiunii U_c).

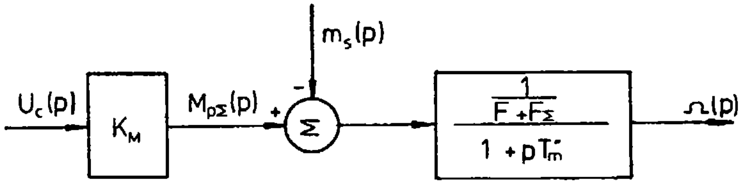


Fig. 8.18. Schema funcțională a servomotorului asincron bifazat.

În forma operațională

$$K_M \bar{U}_c(p) = (F + F_\Sigma)(1 + pT''_m)\bar{\Omega}(p) + \bar{m}_s(p) \tag{8.36}$$

în care

$$T''_m = \frac{J}{F + F_\Sigma} \tag{8.37}$$

este *constanta electromecanică echivalentă de timp*.

Schema funcțională este de forma (fig. 8.18).

La mersul în gol ($m_s = 0$), funcția de transfer a servomotorului devine

$$\frac{\bar{\Omega}(p)}{\bar{U}_c(p)} = \frac{K_M \dfrac{1}{F + F_\Sigma}}{1 + pT''_m} \tag{8.38}$$

Servomotorul se comportă din punct de vedere dinamic conform relației (8.38), ca un element inerțial aperiodic. Ca și în cazul servomotoarelor de curent continuu, introducerea pe cale funcțională a coeficientului de frecare vîscoasă artificială F_Σ, numeric egal cu panta caracteristicii mecanice din regim staționar, determină o creștere a vitezei de răspuns $\left(T''_m < T_M = \dfrac{J}{F}\right)$. Trebuie observat că introducerea lui F_Σ determină în același timp un raport $\dfrac{\Omega}{U_c} = K_M \dfrac{1}{F + F_\Sigma}$ cu atît mai mic cu cît U_c ia valori mai ridicate (întrucît $F_\Sigma = f(U_c)$ conform (8.32)); de asemenea, întrucît $F_\Sigma \neq$ ct, constanta echivalentă de timp T''_m rezultă variabilă și anume scade la creșterea tensiunii de comandă.

Utilizarea servomotorului cu rotorul în colivie de veveriță în construcție obișnuită, este rar întîlnită (ca urmare a vitezei de răspuns reduse și a posibilităților limitate de obținere a caracteristicii mecanice $M_\Sigma = f(\Omega)$ de o formă suficient de apropiată de dreaptă).

O reducere sensibilă a lui T_m și o îmbunătățire a formei caracteristicii mecanice se obțin (în dauna randamentului și factorului de putere), realizînd *servomotorul asincron bifazat cu rotorul în formă de pahar*. Ca și la servomotorul de curent continuu, înfășurarea rotorică este separată de miezul feromagnetic ce servește ca suport pentru închiderea cîmpului magnetic și care rămîne fix (fig. 8.19). Pe această bază, momentul de inerție J al părților în rotație (al paharului) se reduce de cîteva zeci de ori. Peretele lateral al paharului 3 ce rotește în întrefierul format de armăturile 1, 2, poate fi privit ca o colivie cu un număr infinit de bare. El este realizat din mate-

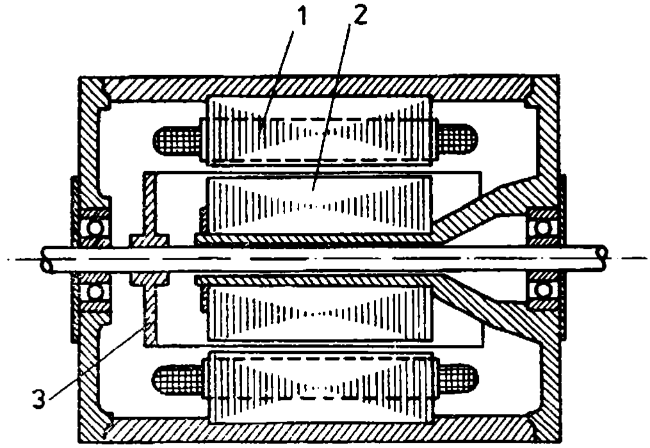


Fig. 8.19. Servomotorul asincron bifazat cu rotor în formă de pahar.

rial nemagnetic (din aluminiu) de grosime pînă la 1 mm. Avînd în vedere şi spaţiul necesar pînă la armături, servomotorul rezultă cu un întrefier relativ mare (pînă la 1,5 mm) ceea ce face ca performanţele tehnice (randamentul şi factorul de putere) să fie modeste şi consumul de materiale active relativ ridicat. Trebuie observat de asemenea că, deşi nu în aceeaşi măsură ca la servomotorul în construcţie normală, posibilităţile de obţinere a unor rezistenţe rotorice convenabile sînt relativ restrînse şi ca urmare, caracteristicile mecanice diferă întrucîtva de forma lineară.

În vederea reducerii componentei importante de magnetizare a curentului de mers în gol, se înlocuieşte paharul nemagnetic cu un rotor gol din oţel (de grosime pînă la 3 mm) ce joacă rol atît de colivie, ca şi paharul de aluminiu, cît şi de suport pentru închiderea cîmpului magnetic al maşinii. Se elimină astfel armătura feromagnetică rotorică 2 din fig. 8.19 şi corespunzător, întrefierul maşinii ia valori pînă la aprox. 0,3 mm. În fig. 8.20 este indicat modul de fixare de arbore al ţevii de oţel ce joacă rolul de rotor gol.

Rezistenţa echivalentă rotorică este nelineară în sarcină ca urmare a modificării adîncimii de pătrundere a cîmpului electromagnetic în rotor, determinată de frecvenţa proceselor şi nivelul solicitării magnetice; ea obţine valori importante, ceea ce asigură pentru caracteristica mecanică a servomotorului o formă aproape lineară.

Dezavantajele utilizării rotorului din ţeavă de oţel, se referă la: 1. posibilitatea apariţiei la o execuţie tehnologică necorespunzătoare a atracţiei magnetice unilaterale şi 2. ca urmare a grosimii relativ ridicate a peretelui paharului, la creşterea sensibilă a momentului de inerţie; nici curentul de gol nu scade spectaculos întrucît, avînd în vedere secţiunea redusă a paharului, solicitările magnetice iau valori ridicate. Construcţia rotorului în această variantă este justificată cînd nu se ridică în mod special problema vitezei de răspuns.

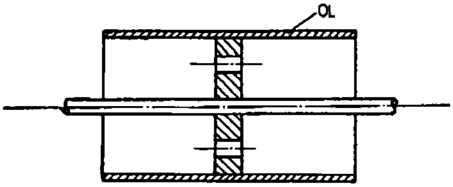


Fig. 8.20. Variantă de rotor în formă de pahar.

Un avantaj major al tuturor motoarelor cu rotorul în formă de pahar este absența fenomenului de „agățare" al rotorului de stator, întîlnit la mașinile ce prezintă crestături în armăturile feromagnetice pe ambele părți ale întrefierului. La astfel de mașini armăturile feromagnetice au tendința să se așeze într-o poziție relativă preferențială, din care pentru a fi scoase, trebuie dat un semnal de comandă peste o anumită valoare ; prin apariția unei zone de insensibilitate față de semnalul de comandă, se reduc posibilitățile de utilizare în sistemele automate (observăm că abstracție făcînd de fenomenul de agățare, practic pentru toate servomotoarele, indiferent de curent continuu sau curent alternativ, este specifică o anumită zonă de insensibilitate determinată de frecările proprii, care se limitează pe cît posibil prin măsuri constructive).

În ultimul timp își găsește utilizare *servomotorul asincron bifazat cu rotorul în formă de disc* (cu întrefier axial). Cîmpul magnetic învîrtitor inductor este produs prin intermediul circuitelor imprimate fixate pe un disc statoric din oțel electrotehnic spiralat, dispuse astfel încît să constituie înfășurările *E*, *c*, cu axele în cuadratură, amintite. Circuitul rotoric este constituit din o serie de conductoare dispuse după rază scurtcircuitate la capete, fixate pe un disc izolant, sau, dintr-un disc subțire din material cu rezistență ridicată.

Avantajele acestui servomotor se referă la posibilitatea obținerii unor valori foarte reduse pentru constanta mecanică de timp T_m, la eliminarea oricăror crestături ale armăturilor feromagnetice și la posibilitatea creșterii sensibile a solicitărilor electrice (cu efecte favorabile asupra formei caracteristicilor mecanice și dimensiunilor de gabarit), ca urmare a absenței izolației conductoarelor.

Atît pentru servomotorul cu rotorul în formă de pahar cît și pentru cel cu circuite imprimate, datorită întrefierului important rezultă o putere de magnetizare ridicată ceea ce determină o reducere a randamentului și factorului de putere și o creștere corespunzătoare a gabaritului. În vederea limitării acestor dezavantaje, servomotoarele amintite se alimentează cu tensiuni de frecvențe ridicate în jurul a 400—500 Hz.

Alături de servomotoarele de curent alternativ analizate, trebuiesc incluse și micromașinile sincrone prezentate în § 6.13, ce își găsesc de asemenea largi aplicații în automatizări[1].

---

[1] Alte detalii în [8], [14], [15], [25], [41].

9. TACHOGENERATOARE

Tachogeneratoarele sînt micromaşini de curent continuu sau curent alternativ, ce servesc ca *traductoare turaţie-tensiune.*

Principalele condiţii ce trebuiesc satisfăcute de tachogeneratoare sînt următoarele :

— o relaţie cît mai aproape de una lineară între tensiunea la borne şi turaţie ; la tachogeneratoarele de curent alternativ, pe lîngă amplitudine interesează şi faza şi frecvenţa tensiunii de ieşire, de dorit constantă ;

— gabarite şi greutăţi reduse ;

— siguranţă în funcţionare.

În vederea satisfacerii cerinţelor enunţate, tachogeneratoarele se realizează în construcţie întrucîtva diferită de maşinile uzuale.[1]

9.1. TACHOGENERATOARE DE CURENT ALTERNATIV

Se împart în două categorii : sincrone şi asincrone.

9.1.1. TACHOGENERATOARELE SINCRONE

Elementele constructive de bază sînt ale unei maşini sincrone obişnuite. Cîmpul inductor rotoric este produs prin intermediul magneţilor permanenţi ; înfăşurarea statorică de regulă monofazată, este plasată în crestături.

La rotaţia tachogeneratorului, la mersul în gol se stabileşte la bornele înfăşurării statorice tensiunea electromotoare

$$U_{eE} = \pi\sqrt{2}pnN_1K_{B_1}\Phi$$

proporţională cu turaţia şi de frecvenţă $f = pn$, de asemenea variabilă.

Comportarea în sarcină a tachogeneratorului este similară cu cea a unei maşini sincrone trifazate simetrice, încărcată pe o singură fază. Ca urmare a asimetriei magnetice şi electrice a rotorului, regimul de funcţionare este nesinusoidal. Se neglijează în continuare armonicele superioare.

---

[1] A se vedea şi [15], [25].

Dacă $\underline{I}$ este curentul înfăşurării monofazate statorice, tensiunea la borne în sarcină este dată de relaţia

$$\underline{U} = \underline{U}_{eE} - \underline{Z}_1\underline{I}_1 - \underline{Z}_2\underline{I}_2 - \underline{Z}_0\underline{I}_0$$

unde $\underline{I}_1$, $\underline{I}_2$, $\underline{I}_0$ sînt curenţii respectiv de succesiune directă, inversă şi nulă; $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2$, $\underline{Z}_0$ — impedanţele pe care le prezintă maşina sincronă faţă de curenţii $\underline{I}_1$, $\underline{I}_2$, $\underline{I}_0$.

Deoarece curenţii celorlalte două faze sînt nuli, se obţine $\underline{I}_1 = \underline{I}_2 = \underline{I}_0 = \frac{1}{3}\underline{I}$ şi prin urmare

$$\underline{U} = \underline{U}_{eE} - \frac{1}{3}(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_0)\underline{I}$$

Introducînd $\underline{U} = \underline{Z}_r\underline{I}$ se obţine

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}_{eE}}{\underline{Z}_r + \underline{Z}_e}$$

unde

$$\underline{Z}_e = \frac{1}{3}(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_0) = R_e + jX_e, \quad \underline{Z}_r = R_r + jX_r$$

sînt respectiv, impedanţele înfăşurării indusului tachogeneratorului şi receptorului.

Tensiunea la bornele tachogeneratorului în sarcină

$$\underline{U} = \underline{Z}_r\underline{I} = \underline{U}_{eE}\frac{\underline{Z}_r}{\underline{Z}_e + \underline{Z}_r} = \underline{U}_{eE}\zeta(n)e^{-j\vartheta(n)}$$

unde

$$\zeta(n) = \sqrt{\frac{R_r^2 + X_r^2}{(R_e + R_r)^2 + (X_e + X_r)^2}} = \sqrt{\frac{R_r^2 + (2\pi pnL_r)^2}{(R_e + R_r)^2 + [2\pi pn(L_e + L_r)]^2}}$$

$$\vartheta(n) = \text{arc tg}\,\frac{X_e + X_r}{R_e + R_r} - \text{arc tg}\,\frac{X_r}{R_r} = \text{arc tg}\,2\pi pn\frac{L_e + L_r}{R_e + R_r} - \text{arc tg}\,2\pi pn\frac{L_r}{R_r}\,.$$

Întrucît frecvenţa tensiunii induse se modifică cu turaţia, receptorul conectat la borne apare de parametrii variabili; de asemenea sînt dependenţi de frecvenţă şi parametrii interni ai tachogeneratorului. Ca urmare, deşi t.e.m. de excitaţie variază linear cu turaţia, tensiunea în sarcină la bornele tachogeneratorului este legată de aceasta printr-o relaţie complicată; din ecuaţiile stabilite se observă că şi defazajul dintre $\underline{U}$, $\underline{U}_{eE}$ se schimbă continuu cu turaţia.

Din aceste motive tachogeneratoarele sincrone, nu îndeplinesc condiţiile de preczie impuse într-un sistem de reglare automată şi în consecinţă sînt utilizate în scopul limitat de măsură a turaţiei, în locul tachometrelor (prin conectarea unui voltmetru, a cărui scală se etalonează direct în turaţii, la bornele tachogeneratorului).

9.1.2. TACHOGENERATOARE ASINCRONE

Sînt în construcţie asemănătoare servomotorului asincron bifazat cu rotorul în formă de pahar. Una din înfăşurări 1, (fig. 9.1) este alimentată la o sursă de tensiune şi frecvenţă constantă; la bornele celeilalte înfăşurări 2, se stabileşte o tensiune de amplitudine proporţională cu turaţia rotorului şi frecvenţă constantă (cea a tensiunii de alimentare a primei înfăşurări).

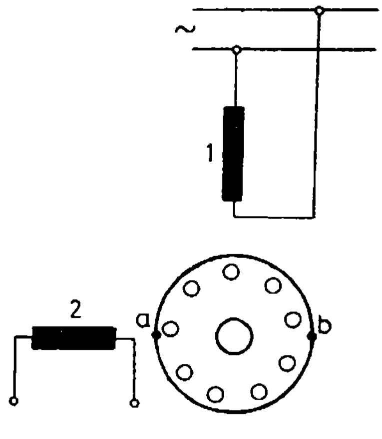


Fig. 9.1. Tachogeneratorul asincron.

Principiul de funcţionare poate fi explicat simplu considerînd separat turaţiile $n = 0$ şi $n \neq 0$.

Pentru $n = 0$, fluxul înfăşurării 1 induce o t.e.m. de pulsaţie în înfăşurarea rotorică (considerată o colivie cu un număr infinit de bare). Înfăşurarea inductoare 1 şi înfăşurarea în scurtcircuit rotorică, pot fi privite ca înfăşurarea primară, respectiv secundară, plasate pe aceeaşi coloană, a unui transformator monofazat. Cum se ştie, cîmpurile create de curenţii celor două înfăşurări au axele suprapuse şi în consecinţă şi axa cîmpului rezultant la $n = 0$ (condiţionat de solenaţia rezultantă), coincide cu axa înfăşurării 1. Ca urmare, t.e.m. indusă de către cîmpul rezultant la $n = 0$ în înfăşurarea 2, în cuadratură electrică cu înfăşurarea 1, este nulă.

Pentru $n \neq 0$, în înfăşurarea rotorică apar t.e.m. induse prin pulsaţie şi rotaţie. Comportarea faţă de t.e.m. indusă prin pulsaţie este cunoscută. Faţă de t.e.m. indusă prin rotaţie, rotorul poate fi privit ca indusul unei maşini de curent continuu cu un număr infinit de spire cu pas diametral. T.e.m. indusă este maximă între punctele *a*, *b*, plasate la aceleaşi capete ale barelor din axa transversală a cîmpului inductor. Observînd că punctele *a*, *b*, sînt legate galvanic între ele şi avînd în vedere considerente de simetrie, spectrul cîmpului creiat de curenţii rotorici determinaţi de componenta de rotaţie a t.e.m. induse, rezultă similar celui dintr-o maşină de curent continuu, la care periile plasate în axa neutră, sînt scurtcircuitate. El are direcţie transversală şi înlănţuie maximal înfăşurarea 2. T.e.m. induse între punctele *a*, *b* depind cum se ştie de turaţie şi de valoarea momentană a fluxului inductor şi în consecinţă pulsează în acord cu acesta (trec prin zero simultan). Dacă se neglijează procesele secundare, legate de modificarea saturaţiei maşinii şi a cîmpurilor de dispersie, amplitudinea fluxului rezultant inductor poate fi considerată constantă pentru o tensiune de alimentare a înfăşurării 1 dată şi în consecinţă, t.e.m. indusă prin rotaţie este funcţie printr-o relaţie practic lineară de turaţia maşinii. În acelaşi mod depinde de turaţie şi fluxul transversal ce pulsează cu frecvenţa reţelei şi deci şi amplitudinea t.e.m. de frecvenţă constantă, pe care o induce în înfăşurarea 2.

La conectarea unui receptor de impedanţă dată la bornele înfăşurării 2, curentul ce se stabileşte determină o solenaţie de reacţie Θ_2 şi cîmpul după axa transversală se modifică. Ca urmare, tensiunea la bornele înfăşurării 2

diferă cu atît mai mult de cea de la mersul în gol (atît ca amplitudine cît și ca fază), cu cît efectul solenației ϑ_2 de reacție este mai pronunțat (cu cît căderile de tensiune interne sînt mai mari). Cum frecvența tensiunii la ieșire (la bornele înfășurării 2) este constantă, parametrii receptorului sînt constanți, ceea ce reprezintă un avantaj important, ei putînd fi aleși astfel încît să fie corectate erorile de amplitudine și fază.

O primă măsură de limitare a erorilor constă în asigurarea unei impedanțe cît posibil mai mari a receptorului, în care caz și reacția de indus ϑ_2 apare diminuată.

O altă măsură se referă la alegerea caracterului receptorului. Impedanța înfășurării 2 are un caracter inductiv. Dacă și receptorul este inductiv, cîmpul de reacție condiționat de solenația ϑ_2 este demagnetizant și tensiunea de ieșire în sarcină scade față de mersul în gol. Prin conectarea potrivită a unui condensator C la bornele înfășurării 2, este redus caracterul inductiv demagnetizant al cîmpului de reacție și pe această bază se pot corecta erorile de amplitudine. Modificarea parametrilor echivalenți ai receptorului prin introducerea capacității C, trebuie făcută cu grijă, astfel ca și erorile de fază să poată fi păstrate în limite restrînse.

Studiul analitic al tachogeneratorului sincron evidențiază modalitățile de reducere a erorilor amintite, printr-o proiectare corespunzătoare. Rezultă astfel că erorile sînt cu atît mai mici, cu cît viteza relativă $\nu = \frac{n}{n_1}$ unde $n_1 = \frac{f}{p}$, este mai mică și cu cît rezistența rotorică este mai mare.]

Pentru satisfacerea primei condiții se construiesc tachogeneratoare cu $p = 1$ și se alimentează înfășurarea 1 cu tensiuni de frecvențe ridicate în jur de 400 — 500 Hz, astfel încît la turațiile n ce pot interveni în mod normal, să rezulte pentru ν valori reduse; cea de a doua condiție este îndeplinită constructiv, prin realizarea paharului rotoric din material de rezistivitate ridicată (de regulă bronz fosforos).

O altă sursă de erori este apariția unei „tensiuni reziduale" la bornele înfășurării 2, pentru $n = 0$. Ea este determinată de dispunerea incorectă a înfășurărilor 1, 2 (ceea ce face ca inductivitatea lor mutuală să fie diferită de zero, sau de existența unor asimetrii magnetice, provocate de nerespectarea calității materialelor și procesului tehnologic prescris. Adoptînd măsurile constructive de rigoare, tensiunea reziduală parazită poate fi redusă la valori de ordinul milivolților.

Prin luarea în considerare a tuturor măsurilor constructive și funcționale amintite, efectele deformante și demagnetizante ale cîmpurilor create de curenții din înfășurarea în colivie rotorică și înfășurarea de ieșire 2 pot fi controlate și erorile de amplitudine și fază ale tensiunii de ieșire reduse astfel, încît tachogeneratoarele să fie utilizabile în instalațiile automatizate (erorile tachogeneratoarelor asincrone pot fi coborîte sub 0,1%).

O expresie simplificată care dă valoarea mărimii de ieșire (tensiunea la bornele înfășurării 2), în funcție de mărimea de intrare (turația de măsurat de la arborele mașinii cu care este cuplat tachogeneratorul), este de forma

$$U = \frac{A\nu}{B + C\nu^2}$$

Pentru ν mic, asigurat ca mai sus pe toată plaja de turaţii posibile, se poate neglija termenul $C\nu^2$ şi $U \cong \frac{A\nu}{B}$ o relaţie practic lineară, aşa cum se impune pentru un traductor turaţie-tensiune.

9.2. TACHOGENERATOARE DE CURENT CONTINUU

Sînt micromaşini de curent continuu în construcţie specială. Cîmpul magnetic inductor este produs fie prin intermediul magneţilor permanenţi, fie, ca la orice maşină de curent continuu, prin alimentarea înfăşurării de excitaţie de la o sursă de tensiune constantă.

Tensiunea indusă la mersul în gol, culeasă la periile plasate în axa transversală este

$$U_{e0} = K_e n \Phi_0 \tag{9.1}$$

Dacă se neglijează reacţia de comutaţie a indusului (cîmpul creiat de curenţii ce apar în spirele în comutaţie), Φ_0 = ct şi relaţia (9.1) reprezintă o dreaptă.

La conectarea unui receptor de rezistenţă R, se stabileşte curentul I_a al indusului şi tensiunea U la bornele maşinii se schimbă ca urmare a căderilor de tensiune la perii, pe rezistenţa R_a a înfăşurării indusului şi a reacţiei de indus. Avem

$$U = U_e - R_a I_a - \Delta U_p$$

(unde U_e — tensiunea indusă în sarcină de fluxul rezultant Φ) şi tensiunea la borne nu mai este într-o relaţie de proporţionalitate cu turaţia de controlat.

Dacă se consideră reducerea fluxului de la mersul în gol Φ_0 la valoarea Φ ca urmare a reacţiei demagnetizante (la maşinile saturate) transversale şi eventualei reacţii longitudinale demagnetizante (legată de rotirea periilor şi de o comutaţie întîrziată), pe seama unei solenaţii de reacţie echivalente $\vartheta_{ech} \equiv I_a$, se poate scrie

$$\Phi = \Phi_0 - K_1 I_a$$

şi

$$U_e = K_e n \Phi = K_e n(\Phi_0 - K_1 I_a) = U_{e0} - K n I_a$$

Eroarea relativă de amplitudine este de forma

$$U = \frac{U_{e0} - U}{U_{e0}} \tag{9.2}$$

Avînd în vedere relaţiile de mai sus şi introducînd $U = RI_a$ se obţine

$$U = \frac{K n I_a + R_a I_a + \Delta U_p}{R I_a + K n I_a + R_a I_a + \Delta U_p} \tag{9.3}$$

În baza ecuației (9.3) se deduc măsurile necesare de limitare a erorilor. O sursă importantă de erori, care se face simțită mai ales la viteze mici (cînd curentul și deci căderile de tensiune corespunzătoare sînt mici), este căderea de tensiune la perii ΔU_p, ce nu variază linear cu I_a. Din acest motiv se iau măsuri în vederea reducerii ei pe cît posibil (prin folosirea unor perii speciale, chiar perii metalice, prin realizarea lamelelor colectorului din oțel inoxidabil și a periilor din bronz fosforos, etc;

Dacă în (9.3) se neglijează ΔU_p se obține.

$$\Delta U \cong \frac{1}{1+\frac{R}{Kn+R_a}}$$

de unde rezultă alte măsuri necesare de reducere în continuare a lui ΔU : 1. realizarea tachogeneratorului cu o rezistență R_a a înfășurării indusului cît mai mică ; 2. conectarea la borne a unui receptor de rezistență R pe cît posibil mai mare și 3. antrenarea tachogeneratorului la turații nu prea ridicate (dacă turația de măsurat are valori mari, este indicată determinarea ei prin intercalarea unui reductor de turație.

În vederea reducerii erorilor de măsură, o atenție deosebită trebuie acordată și sistemului de excitație.

În cazul excitației separate trebuiesc utilizate pentru circuitul magnetic, materiale cu bucle de histerezis cît mai înguste (permaloy) încît să se stabilească o legătură univocă între curentul de excitație și fluxul polar. Punctul de funcționare pe caracteristica de gol se ia uneori pe porțiunea saturată, pentru ca eventuale variații ale curentului de excitație, determinate de variația tensiunii sursei de alimentare sau a rezistențelor înfășurărilor (ca urmare a încălzirii), să nu determine modificări sensibile ale fluxului polar.

La utilizarea pentru excitație a magneților permanenți (aliaje de tipul alnico, etc), variațiile de încălzire introduc erori comparativ mai mici. Dezavantajul acestui sistem de excitație este îmbătrînirea magneților ce face necesară după un timp, penru păstrarea clasei de precizie, reetalonarea tachogeneratorului.

Ca urmare a proceselor la colector și pulsațiilor tensiunii de la borne, tachogeneratoarelor de curent continuu sînt surse de paraziți. Reducerea acestor efecte se obține prin mărirea numărului de lamele de colector și introducerea unor filtre (a căror utilizare reprezintă însă o altă sursă de erori).

Prezența colectorului și a sistemului de perii ce necesită o îngrijire atentă în exploatare, reprezintă alte dezavantaje ale tachogeneratoarelor de curent continuu.

Avantajele acestor tachogeneratoare se referă în principal la faptul că nu intervin erorile de fază și frecvență, proprii tachogeneratoarelor de curent alternativ. Dacă se realizează din punct de vedere tehnologic corect și se iau în considerație măsurile enumerate, eroarea relativă definită conform (9.2), poate fi sensibil redusă (tachigeneratoarele cu magneți permanenți se realizează cu eroarea relativă oscilînd între limitele $\pm$ 0,8% și $\pm$ 0,5%).

Tachogeneratoarele de curent continuu sînt în construcţie mai complicată şi rezultă mai scumpe decît tachogeneratoarele de tip asincron şi din aceste motive sînt utilizate doar în instalaţiile unde nu sînt permise erorile de fază.

Comportarea în regim dinamic a tachogeneratoarelor este exprimată analitic prin funcţia de transfer.

Dacă se neglijează efectele secundare, între mărimea de ieşire (tensiunea la borne) şi mărimea de intrare (turaţia), există relaţia lineară $u_e = Kn$ şi funcţia de transfer este de forma $y(p) = K$; dacă mărimea de intrare nu este turaţia ci poziţia unghiulară ϑ a rotorului, se are în vedere ecuaţia $u_e = K'' \frac{d\vartheta}{dt}$ şi potrivit ei, funcţia de transfer are forma $y(p) = K''p$.

10. MICROMAȘINI PENTRU SISTEME DE TRANSMISIE SINCRONĂ

În instalațiile de automatizare intervine necesitatea transmiterii la distanță a unui unghi de rotație, sau a unei viteze unghiulare a unui *arbore pilot* către un *arbore comandat*, fără a utiliza cuplajul mecanic. În § 5.9.1.1. s-a arătat cum prin intermediul conectării mașinilor de inducție în scheme de arbore electric, se asigură mersul lor sincron la distanță și în condițiile unor încărcări la arbore diferite.

Sistemele ce permit transmiterea la distanță a unor deplasări sau viteze unghiulare, constituie *sisteme de transmisie sincronă*. În compunerea lor intră un *element traductor* ce convertește deplasarea unghiulară ϑ_e a arborelui pilot (postului de comandă *PC*) într-un semnal electric și *elementul receptor*, plasat la distanță și legat electric de acesta, ce efectuează operația inversă, de transformare a semnalelor electrice, în deplasări corespunzătoare ϑ_r ale arborelui receptor (postului de recepție *PR*) (fig. 10.1).



Fig. 10.1. Schema funcțională a unui sistem de transmisie sincronă.

În capitolul de față sînt analizate micromașinile prin intermediul cărora se realizează transmisii sincrone în sistemele automate.

10.1. MAGNESINE

Sînt micromașini fără contacte, de o construcție simplă, ce permit transmiterea la distanță a unei poziții unghiulare. Se utilizează în situațiile cînd problema dimensiunilor și gabaritelor cît mai reduse, are importanță deosebită (în aviație, etc.).

Schema de conectare a magnesinelor în sistemul de transmisie sincronă, este reprezentată în fig. 10.2.

Magnesinele emițător *E* și receptor *R* au o construcție similară. Pe miezul statoric inelar din permaloy, este dispusă o înfășurare de excitație spiralată,

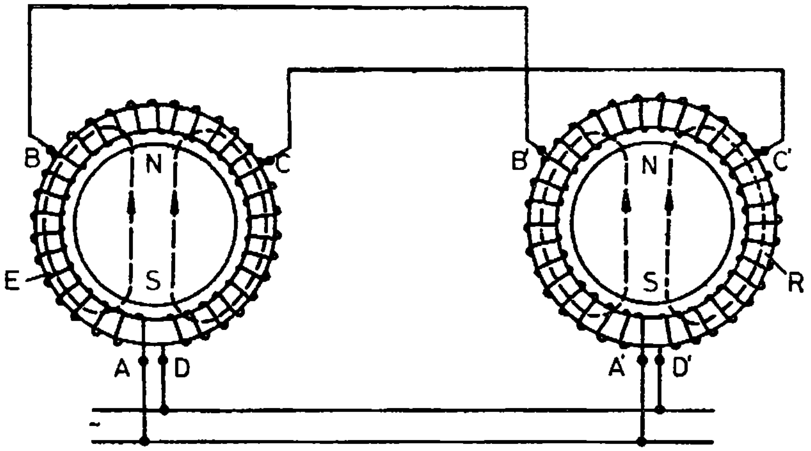


Fig. 10.2. Schema de legături a magnesinelor într-un sistem de transmisie sincronă.

uniform distribuită ; rotorul, de formă cilindrică, este un magnet permanent cu polii dispuşi diametral, astfel că liniile lui de cîmp se închid prin miezul statoric. Înfăşurările de excitaţie ale magnesinelor emiţător şi receptor, sînt conectate la aceeaşi reţea de curent alternativ. Punctele *B*, *C*, care împart înfăşurarea *AD* a magnesinului emiţător în trei părţi egale, se leagă galvanic cu punctele omoloage *B'*, *C'* ale înfăşurării *A'D'* a magnesinului receptor.

Principiul de funcţionare a sistemului magnesin este următorul. La alimentarea înfăşurărilor de excitaţie *AD*, *A'D'* la o reţea de frecvenţă *f*, în miezurile statorice inducţia magnetică trece de două ori prin maxim în cursul unei perioade. Permaloyul îşi variază rapid permeabilitatea magnetică în funcţie de inducţie şi în consecinţă reluctanţa magnetică a miezului, se modifică cu frecvenţa 2*f*. Ca urmare, în acelaşi mod se modifică şi fluxul ce înlănţuie înfăşurările statorice, produs de magneţii permanenţi rotorici şi la bornele *AB* *BC*, *CD*, respectiv *A'B'*, *B'C'*, *C'D'*, apar tensiuni induse de frecvenţă dublă. Dacă cele două rotoare au aceeaşi poziţie (unghiul de dezacord dintre axele rotoarelor nul), t.e.m. induse în înfăşurările omoloage, legate galvanic, sînt egale şi nu se stabilesc curenţi de circulaţie între cele două magnesine. La un unghi de dezacord diferit de zero, apar curenţi de circulaţie şi din interacţiunea acestora cu cîmpul rotoric de aceeaşi frecvenţă, în magnesine se stabilesc cupluri ce tind să aducă rotoarele în poziţie identică : dacă prin urmare, rotorul magnesinului emiţător este rotit cu un unghi oarecare, magnesinul receptor se va roti şi va transmite la distanţă poziţia comandată.

Cuplurile electromagnetice de sincronizare ce se dezvoltă în magnesine sînt reduse, însă ca urmare a greutăţii şi inerţiei de asemenea reduse, eroarea unghiulară la transmisia sincronă prin sistemul magnesin, nu depăşeşte 1 — 2,5°.[1]

[1] Alte detalii în [25].

10.2. SELSINE

Sînt micromaşini de construcţie asemănătoare maşinilor uzuale.[1] Atît armătura statorică cît şi cea rotorică se realizează din tole de oţel electrotehnic. Pe una din armături, cu poli plini sau aparenţi, este plasată *înfăşurarea de excitaţie* (monofazată), pe cealaltă, cilindrică, *înfăşurarea de sincronizare*, trifazată, plasată în crestături. În fig. 10.3 în poziţiile *a* şi *b* sînt reprezentate selsine cu excitaţia în rotor respectiv în stator. Soluţia din fig. 10.3, *a* necesită doar două inele pe rotor, în vederea alimentării înfăşurării de excitaţie (în fig. 10.3, *b* apar necesare trei inele pe rotor pentru conectarea capetelor înfăşurării trifazate), ceea ce este avantajos din punctul de vedere al frecărilor, ce prezintă interes particular în studiul comportării selsinelor. Dezavantajul selsinelor de forma din fig. 10.3, *a*, este legat de condiţiile mai proaste de răcire ale înfăşurării de excitaţie care de regulă este permanent conectată la reţea, ce implică o creştere a dimensiunilor maşinii.

Uneori în tălpile polare se prevăd bare amortizoare de cupru (ca şi la maşinile sincrone), în vederea reducerii oscilaţiilor mecanice ale rotorului, la trecerea dintr-o poziţie stabilă de funcţionare în alta.

În mod normal selsinul se realizează bipolar, cu înfăşurarea monofazată conectată în rotor. Obţinerea, cum este de dorit, a curbei cîmpului din întrefier apropiată de sinusoidă, se realizează pe seama variaţiei întrefierului.

În vederea reducerii pe cît posibil a frecărilor, inelele de contact se realizează din argint şi nichel iar periile din bandă de argint.

Selsinele în construcţia prezentată lucrează în *scheme de telemăsură* (scheme indicator), cînd la postul de recepţie trebuie urmărit unghiul de poziţie al arborelui pilot ϑ_e (conform fig. 10.4 în care traductorul şi receptorul din fig. 10.1, sînt respectiv un *selsin emiţător SE şi un selsin receptor SR*).

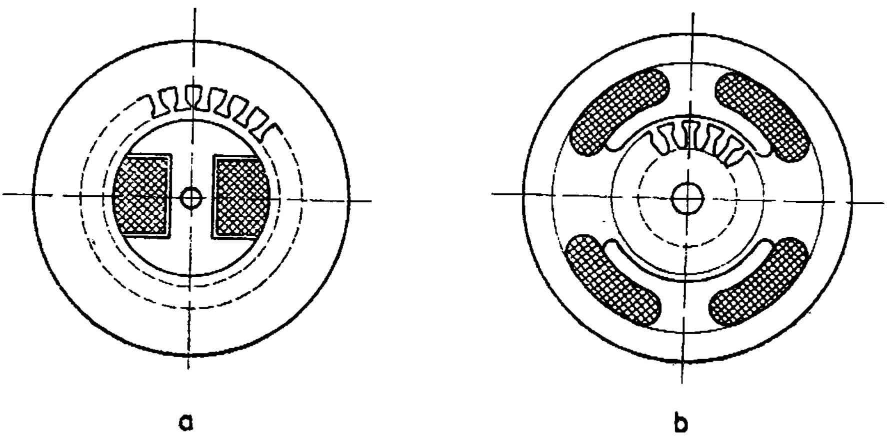


Fig. 10.3. Tipuri de selsine.
a — cu excitaţie în rotor ; *b* — cu excitaţie în stator.

[1] A se vedea şi [9 III], [15], [25].



Fig. 10.4. Schema funcţională a selsinelor în regim de indicator.

Caracteristic pentru schema din fig. 10.4, este prezenţa unui cuplu la arborele selsinului receptor redus, acesta antrenînd doar un ac indicator ce roteşte în dreptul unei scale gradate. De aici, denumirea de *regim indicator* în care lucrează cele două selsine.

Observăm că sistemul amortizor de bare este necesar doar selsinului receptor, numai el avînd posibilitatea oscilaţiilor mecanice (arborele *SE* fiind condus de la postul de comandă *PC*).

Dacă la postul de recepţie în vederea urmăririi automate a unei mărimi de intrare (un unghi, o viteză), este necesar să se dezvolte un cuplu important, selsinele prezentate se conectează în *schema transformator* (fig. 10.5). În acest caz mărimea de ieşire a selsinului receptor este o *tensiune* (de amplitudine dependentă de unghiul de dezacord $\vartheta = \vartheta_c - \vartheta_r$ dintre arborele pilot şi condus), care se aplică la intrarea unui amplificator de putere *A*; semnalul, astfel amplificat, acţionează servomotorul *SM* şi prin intermediul reductorului *R*, arborele condus (postul de comandă *PC*) în sensul reducerii lui ϑ. Printr-o legătură de reacţie se compară mărimea de ieşire ϑ_r cu mărimea de comandă ϑ_c astfel ca la dezacord nul, tensiunea la ieşirea *SR* să fie de asemenea nulă şi servomotorul să-şi înceteze acţiunea.

În fig. 10.4, 10.5, selsinele pot fi luate identice iar puterea electrică schimbată între ele (plasate uneori la mare distanţă) este mică, ceea ce reprezintă avantaje ale acestor scheme de transmisie sincronă.

Dacă la postul de recepţie trebuie să se însumeze efectul a două mărimi de intrare (unghiuri de poziţie sau viteze unghiulare) se utilizează în scheme şi *selsinul diferenţial*. Acesta cuprinde elementele constructive ale unei maşini de inducţie, cu înfăşurări trifazate atît în stator cît şi în rotor şi este construit cu aceleaşi măsuri de limitare a frecărilor. Dacă la postul de recepţie cuplul rezistent M_r este nul (în schemele indicator), selsinul diferenţial este legat electric cu selsinul receptor ce funcţionează în *regim de indicator*. Dacă $M_r \neq 0$, selsinul diferenţial transmite semnalul selsinului receptor ce funcţionează în *regim de transformator*, urmînd ca în continuare semnalul să fie întărit de amplificatorul *A*, ş.a.m.d. ca în schema de principiu din fig. 10.5.

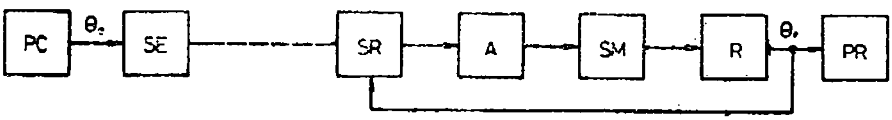


Fig. 10.5. Schema funcţională a selsinelor în regim de transformator.

10.2.1. PRINCIPIUL DE FUNCŢIONARE AL SELSINELOR

10.2.1.1. FUNCŢIONAREA ÎN REGIM DE INDICATOR

Se are în vedere schema din fig. 10.6 în care selsinele emiţător şi receptor se consideră identice. Pe rotoarele, presupuse cu poli aparenţi, se plasează înfăşurările de excitaţie, alimentate de la aceeaşi reţea monofazată de frecvenţă f. Înfăşurările de sincronizare se consideră simetrice; bornele omoloage se leagă galvanic între ele.

Pentru evidenţierea proceselor de bază, se consideră doar armonicile fundamentale de timp şi spaţiu.

S-au notat prin ϑ_e, ϑ_r, unghiurile electrice dintre axele rotoarelor şi axele fazelor de referinţă statorice 1,1'.

În stabilirea ecuaţiilor selsinelor funcţionînd în regim de indicator, se neglijează în prima aproximaţie reacţia de indus şi pe această bază curenţii de excitaţie i_{Ee}, i_{Er} ai selsinelor emiţător şi receptor, obţin forma

$$i_{Ee} = i_{Er} = i_0 = I_{0m} \sin \omega t \tag{10.1}$$

O relaţie analoagă rezultă pentru fluxurile de excitaţie

$$\psi_{Ee} = \psi_{Er} = \psi_{0m} \sin \omega t \tag{10.2}$$

Tensiunile electromotoare induse în înfăşurările statorice ale selsinului emiţător sînt

$$u_{ee1} = - U_{em} \cos \omega t \cos \vartheta_e$$

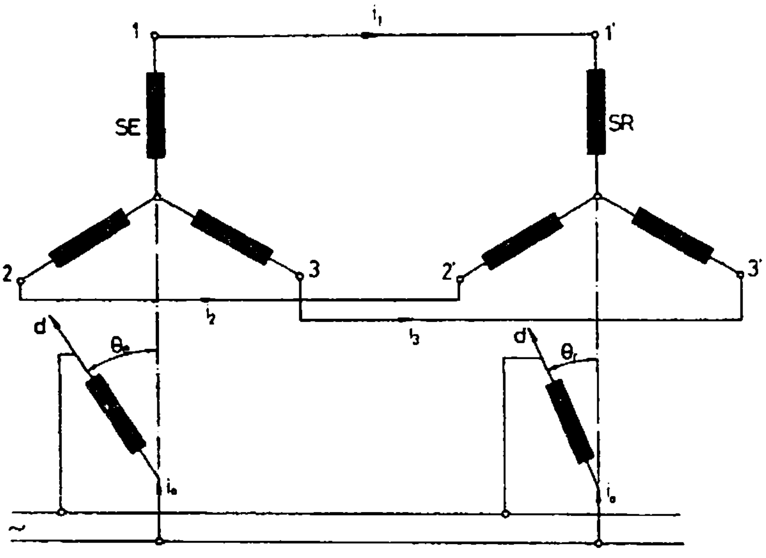


Fig. 10.6. Schema de legături a selsinelor în regim de indicator.

$$u_{ee2} = -U_{em}\cos\omega t\cos\left(\vartheta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \qquad (10.3)$$

$$u_{ee3} = -U_{em}\cos\omega t\cos\left(\vartheta_e - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Analog pentru selsinul receptor se obţine

$$u_{er1} = -U_{em}\cos\omega t\cos\vartheta_r$$

$$u_{er2} = -U_{em}\cos\omega t\cos\left(\vartheta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \qquad (10.4)$$

$$u_{er3} = -U_{em}\cos\omega t\cos\left(\vartheta_r - \frac{4\pi}{3}\right)$$

În (10.3) şi (10.4) s-a notat prin U_{em} valoarea maximă, aceeaşi (deoarece selsinele sînt identice), a t.e.m. induse, dacă înfăşurarea de fază statorică are faza suprapusă axei cîmpului inductor. Se observă că tensiunile induse pe diversele faze sînt sinfazice dar de amplitudini diferite.

Dacă rotoarele selsinelor ocupă o aceeaşi poziţie faţă de stator ($\vartheta_e = \vartheta_r$), t.e.m. induse în fazele omoloage sînt egale şi sinfazice şi în consecinţă curenţii statorici sînt nuli. La $\vartheta_e \neq \vartheta_r$, tensiunile rezultante pe faze sînt

$$u_{e1} = u_{ee1} - u_{er1} = 2U_{em}\cos\omega t\sin\frac{\vartheta}{2}\sin\left(\vartheta_e - \frac{\vartheta}{2}\right)$$

$$u_{e2} = u_{ee2} - u_{er2} = 2U_{em}\cos\omega t\sin\frac{\vartheta}{2}\sin\left(\vartheta_e - \frac{\vartheta}{2} - \frac{2\pi}{3}\right) \qquad (10.5)$$

$$u_{e3} = u_{ee3} - u_{er3} = 2U_{em}\cos\omega t\sin\frac{\vartheta}{2}\sin\left(\vartheta_e - \frac{\vartheta}{2} - \frac{4\pi}{3}\right)$$

şi curenţii din liniile de legătură ale bornelor omoloage devin

$$i_1 = I_m\cos(\omega t - \varphi)\sin\frac{\vartheta}{2}\sin\left(\vartheta_e - \frac{\vartheta}{2}\right)$$

$$i_2 = I_m\cos(\omega t - \varphi)\sin\frac{\vartheta}{2}\sin\left(\vartheta_e - \frac{\vartheta}{2} - \frac{2\pi}{3}\right) \qquad (10.6)$$

$$i_3 = I_m\cos(\omega t - \varphi)\sin\frac{\vartheta}{2}\sin\left(\vartheta_e - \frac{\vartheta}{2} - \frac{4\pi}{3}\right)$$

unde valoarea maximă $I_m = \frac{2U_{eM}}{Z_{ech}}$ şi defazajul $\varphi = \mathrm{arc\,tg}\frac{X_{ech}}{R_{ech}}$; s-a notat prin $\vartheta = \vartheta_e - \vartheta_r$ *unghiul de dezacord* dintre axele celor două rotoare şi prin Z_{ech}, impedanţa echivalentă a două faze omoloage înseriate, avînd rezistenţa şi reactanţa respectiv R_{ech}, X_{ech}.

Observăm din (10.6) că deşi curenţii ce se stabilesc nu formează un sistem trifazat simetric, suma lor fiind în orice moment nulă, nu este necesar un fir suplimentar de legătură între punctele de nul ale înfăşurărilor statorice.

Cum curenţii statorici sînt diferiţi de zero, în cele două selsine se stabilesc cupluri de sensuri opuse, *de sincronizare*, ce tind să reducă unghiul de dezacord ϑ.

Se consideră selsinul emițător și se determină cuplul de sincronizare în baza ecuației (2.121).

$$M = \frac{3}{2} p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \tag{10.7}$$

Curentul i_d în baza relației (2.107) capătă forma

$$i_d = \frac{2}{3}\left[i_1 \cos \vartheta_e + i_2 \cos\left(\vartheta_e - \frac{2\pi}{3}\right) + i_3 \cos\left(\vartheta_e - \frac{4\pi}{3}\right)\right]$$

(unde s-a introdus $\beta_B = \vartheta_e$) sau ținînd cont de (10.6),

$$i_d = \frac{2}{3} I_m \cos(\omega t - \varphi)\sin\frac{\vartheta}{2}\left[\sin\left(\vartheta_e - \frac{\vartheta}{2}\right)\cos \vartheta_e - \sin\left(\vartheta_e - \frac{\vartheta}{2} - \frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\vartheta_e - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\vartheta_e - \frac{\vartheta}{2} - \frac{4\pi}{3}\right)\cos\left(\vartheta_e - \frac{4\pi}{3}\right)\right] =$$

$$= -\frac{1}{2} I_m \cos(\omega t - \varphi)(1 - \cos \vartheta) \tag{10.8}$$

Analog

$$i_q = -\frac{2}{3} I_m \cos(\omega t - \varphi)\sin\frac{\vartheta}{2}\left[\sin\left(\vartheta_e - \frac{\vartheta}{2}\right)\sin \vartheta_e + \sin\left(\vartheta_e - \frac{\vartheta}{2} - \frac{2\pi}{3}\right)\sin\left(\vartheta_e - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\vartheta_e - \frac{\vartheta}{2} - \frac{4\pi}{3}\right)\sin\left(\vartheta_e - \frac{4\pi}{3}\right)\right] =$$

$$= -\frac{1}{2} I_m \cos(\omega t - \varphi) \sin \vartheta \tag{10.9}$$

Pentru fluxul ψ_d se poate scrie

$$\psi_d = \psi_{ad} + \psi_{Ed} \tag{10.10}$$

unde ψ_{ad} este fluxul longitudinal de reacție iar ψ_{Ed}, fluxul stabilit de înfășurarea de excitație în înfășurarea echivalentă statorică din axa d. Avem (§ 2.5.1).

$$\psi_{ad} = N_1 K_{B1} \frac{2}{\pi} B_{ad} \tau L, \qquad \psi_{Ed} = N_1 K_{B1} \frac{2}{\pi} B_0 \tau L \tag{10.11}$$

unde ținînd cont de (10.8) și (10.1)

$$B_{ad} = -B_{adm} \cos(\omega t - \varphi)(1 - \cos \vartheta), \qquad B_0 = B_{0m} \sin \omega t \tag{10.12}$$

Analog

$$\psi_q = \psi_{aq} = N_1 K_{B1} \frac{2}{\pi} B_{aq} \tau L \tag{10.13}$$

unde conform (10.9)

$$B_{aq} = -B_{aqm} \cos(\omega t - \varphi)\sin \vartheta \tag{10.14}$$

Înlocuind în (10.7) curenţii şi fluxurile din cele două axe conform ecuaţiilor (10.8) — (10.14) se obţine

$$M = \frac{3}{2} p \left\{ \frac{2}{\pi} N_1 K_{B1} \tau L \left[-B_{adm} \cos(\omega t - \varphi)(1 - \cos\vartheta) + \right.\right.$$

$$\left. + B_{0m} \sin \omega t \right] \left[-\frac{1}{2} I_m \cos(\omega t - \varphi) \sin\vartheta \right] - \frac{2}{\pi} N_1 K_{B1} \tau L [- B_{aqm} \cos(\omega t -$$

$$\left.\left. - \varphi)\sin\vartheta \right] \left[-\frac{1}{2} I_m \cos(\omega t - \varphi)(1 - \cos\vartheta) \right] \right\}$$

sau introducînd $2p\tau = 2\pi R$

$$M = -\frac{3}{2} N_1 K_{B1} RL \left[I_m B_{0m} \sin \omega t \cos(\omega t - \varphi) \sin\vartheta - \right.$$

$$- I_m B_{ad} \cos^2(\omega t - \varphi) \sin\vartheta(1 - \cos\vartheta) + I_m B_{aqm} \cos^2(\omega t -$$

$$\left. - \varphi) \sin\vartheta(1 - \cos\vartheta) \right]$$

Cuplul electromagnetic mediu, obţine forma

$$M = -\frac{3}{4} N_1 K_{B1} RL [I_m B_{0m} \sin\varphi \sin\vartheta - I_m B_{adm} \sin\vartheta(1 -$$

$$- \cos\vartheta) + I_m B_{aqm} \sin\vartheta(1 - \cos\vartheta)] \tag{10.15}$$

Funcţionarea normală a selsinelor în regim de indicator, este la unghiuri de dezacord ϑ reduse. În consecinţă, cum rezultă din relaţia (10.8), termenul $(1 - \cos\vartheta)$ este foarte mic, curentul longitudinal i_d în această împrejurare este neglijabil şi pe această bază se poate neglija reacţia longitudinală demagnetizantă a indusului. Curentul i_q dat de (10.9) nu este neglijabil însă cîmpul de reacţie transversală pe care-l produce, se închide pe un drum de reluctanţă mare (selsinul fiind considerat cu poli aparenţi) şi acesta este ca urmare, de asemenea redus. În consecinţă, în ansamblul reacţia de indus pentru unghiuri de dezacord mici, poate fi neglijată.

În (10.15) ultimii doi termeni din membrul 2 în care intervin inducţiile magnetice B_{adm}, B_{aqm} şi coeficientul $(1 - \cos\vartheta)$ de valori reduse, se pot neglija şi considera

$$M \cong - M_m \sin\vartheta \tag{10.16}$$

unde

$$M_m = \frac{3}{4} N_1 K_{B1} RL I_m B_{0m} \sin\varphi \tag{10.17}$$

Se observă că mărimea cuplului de sincronizare este dependentă doar de unghiul de dezacord ϑ după o lege sinusoidală şi nu de unghiurile ϑ_e, ϑ_r în parte. Semnul (—) din ecuaţia (10.16) arată că la tendinţa de creştere a unghiului de dezacord $\vartheta = \vartheta_e - \vartheta_r$, în selsinul emiţător se stabileşte un cuplu electromagnetic ce acţionează în sens contrar (în sensul anulării dezacordului).

Procedînd analog, se obține o expresie similară dar de semn contrar și pentru cuplul electromagnetic al selsinului receptor (la o creștere a lui ϑ, cuplul electromagnetic acționează în sensul creșterii lui ϑ_r, pentru a reduce dezacordul).

Dacă din poziția pentru care $\vartheta_e = \vartheta_r$ selsinul emițător este rotit și obligat să păstreze noua poziție, în selsinul receptor se stabilește un cuplu electromagnetic ce tinde să aducă rotorul în poziția de $\vartheta = 0$. Ținînd cont de frecările inevitabile, nu se poate obține riguros un unghi de dezacord nul. Această eroare funcțională ce apare în regim de indicator, este evident cu atît mai mică cu cît mărimea $\left(\frac{dM}{d\vartheta}\right)_{\vartheta=0}$ ce reprezintă o cifră de merit a selsinului, numită *cuplul unitar* (*cuplul specific*), este mai mare. *Cuplul maxim* M_m este de asemenea de dorit să fie cît mai mare și reprezintă de asemenea o cifră de merit a selsinului lucrînd în regim de indicator. Eroarea funcțională a selsinului în regim de indicator este cu atît mai mare, cu cît cuplul rezistent la arborele selsinului receptor și cuplul corespunzător frecărilor, sînt mai importante.

Cînd arborele selsinului emițător rotește cu o viteză dată și selsinul receptor rotește în baza cuplului electromagnetic ce apare, cu aceeași viteză, transmițîndu-se astfel la distanță nu o poziție ci o viteză unghiulară. De regulă selsinele în regim de indicator funcționează cu viteză redusă ($\nu = \frac{n}{n_1} = 0{,}02 - 0{,}15$, valoarea cea mică corespunzînd la frecvențe ridicate $f = 400 - 500$ Hz).

10.2.1.2. FUNCȚIONAREA ÎN REGIM DE TRANSFORMATOR

Schema de conexiuni este indicată în fig. 10.7. Înfășurarea monofazată a selsinului emițător este conectată la rețea iar bornele omoloage ale înfășurărilor trifazate, plasate în stator, ale celor două selsine, sînt legate galvanic. Această schemă se utilizează în sistemele de urmărire cînd cuplul rezistent de la bornele selsinului receptor este apreciabil și funcționarea în regim de indicator nu mai este posibilă. La bornele înfășurării monofazate a selsinului receptor se obține o tensiune a cărei valoare este, cum se va vedea, dependentă de unghiul de dezacord ϑ. Se presupune în continuare că înfășurarea este deschisă.

Fluxul de excitație al selsinului emițător de forma (10.2), induce în înfășuările statorice tensiunile electromotoare (10.3) și corespunzător lor se stabilesc curenții

$$
\begin{aligned}
i_1 &= -I_m \cos(\omega t - \varphi)\cos\vartheta_e \\
i_2 &= -I_m \cos(\omega t - \varphi)\cos\left(\vartheta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\
i_3 &= -I_m \cos(\omega t - \varphi)\cos\left(\vartheta_e - \frac{4\pi}{3}\right)
\end{aligned}
\tag{10.18}
$$

Curenții (10.18) se închid prin înfășurările statorice ale selsinului receptor și stabilesc în acesta un cîmp magnetic alternativ. Componenta în axa d a cîmpului, induce în înfășurarea monofazată rotorică. t.e.m. căutată.

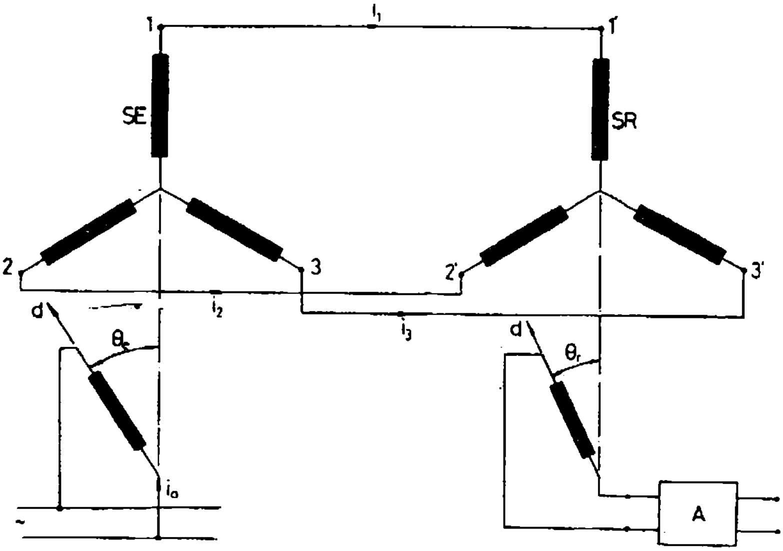


Fig. 10.7. Schema de legături a selsinelor în regim de transformator.

Aplicînd (2.107) şi ţinînd cont de valorile (10.18) ale curenţilor, se obţine pentru curentul statoric i_d al selsinului receptor

$$i_d = \frac{2}{3} I_m \cos(\omega t - \varphi)\left[\cos\vartheta_e \cos\vartheta_r + \cos\left(\vartheta_e - \frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\vartheta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + \right.$$

$$\left. + \cos\left(\vartheta_e - \frac{4\pi}{3}\right)\cos\left(\vartheta_r - \frac{4\pi}{3}\right)\right] = I_m \cos(\omega t - \varphi)\cos\vartheta \qquad (10.19)$$

Rezultă componenta longitudinală a fluxului în selsinul receptor

$$\psi_d = \psi_{dm} \cos(\omega t - \varphi)\cos\vartheta$$

şi t.e.m. indusă în înfăşurarea rotorică

$$u_{eEr} = U_{eEm} \sin(\omega t - \varphi)\cos\vartheta \qquad (10.20)$$

Valoarea tensiunii induse depinde de unghiul de dezacord după o lege cosinusoidală, neconvenabilă. Rotind faţă de poziţia considerată, axa rotorului selsinului receptor cu $\frac{\pi}{2}$, în (10.20) în loc de ϑ trebuie introdus $\vartheta - \frac{\pi}{2}$ şi t.e.m. u_{eEr} devine

$$u_{eEr} = U_{eEm} \sin(\omega t - \varphi)\sin\vartheta \qquad (10.21)$$

Se alimentează cu această tensiune înfăşurarea de comandă a unui amplificator de putere A, conform schemei bloc din fig. 10.5. La un unghi de dezacord $\vartheta \neq 0$ între postul de emisie şi cel receptor, servomotorul fiind alimentat, roteşte postul receptor în sensul scăderii lui ϑ. Simultan, prin legătura de reacţie, este rotit şi rotorul SR în sensul reducerii lui ϑ. Operaţia continuă pînă ce ϑ devine neglijabil, cînd şi semnalul de comandă aplicat servomotorului devine nul.

În regim dinamic, ca şi în cazul precedent, se poate transmite la distanţă o viteză unghiulară dată.

Trebuie observat că ecuaţiile stabilite la funcţionarea în regim de transformator, sînt adevărate la neglijarea curentului din înfăşurarea monofază a selsinului receptor. Acest lucru este posibil dacă impedanţa circuitului de comandă al amplificatorului este importantă (cazul amplificatoarelor electronice) altfel curenţii statoriei cresc şi analiza proceselor se complică cu considerarea necesară a reacţiilor de indus ale selsinelor cuplate.

Performanţele funcţionale ale selsinelor în regim de transformator, sînt caracterizate de mărimea *tensiunii unitare* $\left(\frac{du_{eEr}}{d\vartheta}\right)_{\vartheta=0}$ şi *puterii unitare* (corespunzătoare lui $\vartheta = 1°$) obţinute la bornele înfăşurării monofazate a selsinului receptor. Cu cît tensiunea unitară (ce reprezintă viteza de creştere a tensiunii u_{eEr} la apariţia unghiului de dezacord) este mai mare, cu atît funcţionarea este mai precisă. De regulă tensiunea unitară are valori între 0,5 ÷ ÷ 1,5 v/grad. De asemenea, precizia transmiterii comenzilor la postul de recepţie creşte cu puterea unitară, întrucît pentru amplificator se îngustează domeniul de insensibilitate (se ştie că sub o anumită putere de comandă limită, amplificatorul nu lucrează).

De obicei, chiar pentru $\vartheta = 0$, se obţine t.e.m. $u_{eEr} \neq 0$ (din motive constructive) ceea ce reprezintă o sursă de erori, amplificatorul şi servomotorul putînd să lucreze fără motiv real. În mod practic se reuşeşte limitarea acestei tensiuni reziduale la valorile 0,2 — 0,5 v.

10.2.1.3. FUNCŢIONAREA SELSINELOR DIFERENŢIALE

În unele sisteme de urmărire, apare necesitatea ca să se intervină asupra postului receptor cu o corecţie unghiulară ϑ_c la unghiul de comandă ϑ_e. Se obţine în acest caz *schema* din fig. 10.8 *în regim de transformator cu selsin diferenţial.* Dacă bornele înfăşurării monofazate a selsinului receptor din fig.10.8

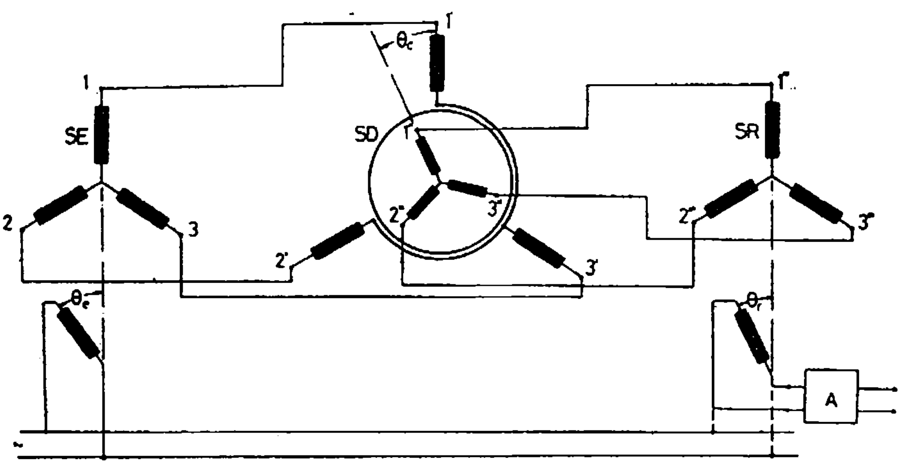


Fig. 10.8. Schema de legături a selsinelor diferenţiale.

se conectează la reţeaua de curent alternativ (reprezentarea cu linii întrerupte), se obţine *schema în regim de indicator cu selsin diferenţial.*

În cele ce urmează se analizează schema în regim de transformator; pentru simplificare se neglijează reacţia de indus.

Prin alimentarea înfăşurării monofazate a *SE* la reţeaua de curent alternativ, în înfăşurările lui statorice apar t.e.m. induse (10.3) şi se stabilesc curenţii (10.18). Aceştia se închid prin înfăşurările statorice ale selsinului diferenţial şi determină un cîmp magnetic alternativ. Considerînd faza rotorică 1'' a *SD* rotită faţă de faza omoloagă statorică 1' cu unghiul ϑ_c, t.e.m. indusă în 1'' conform (10.20) este

$$u_{ed_1}'' = U_{edm} \sin(\omega t - \varphi)\cos(\vartheta_e \pm \vartheta_c)$$

Analog

$$u_{ed_2}'' = U_{edm} \sin(\omega t - \varphi)\cos\left[\vartheta_e \pm \left(\vartheta_c - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \qquad (10.22)$$

$$u_{ed_3}'' = U_{edm} \sin(\omega t - \varphi) \cos\left[\vartheta_e \pm \left(\vartheta_c - \frac{4\pi}{3}\right)\right].$$

În (10.22) se introduce semnul (—) dacă faţa de axele de referinţă ale înfăşurărilor 1,1', rotoarele *SE* şi *SD* sînt deplasate în acelaşi sens.

T.e.m. induse în înfăşurarea rotorică a selsinului diferenţial *SD*, sînt de forma (10.3) şi în continuare lucrurile se petrec ca şi la regimul de transformator. Curenţii corespunzători tensiunilor (10.22) stabilesc în *SR* un cîmp alternativ şi induc în înfăşurarea monofazată a acestuia, o t.e.m. de forma

$$u_{eEr} = U_{eEm} \cos(\omega t - \varphi')\cos[(\vartheta_e \pm \vartheta_c) - \vartheta_r]$$

Prin rotirea cu $\frac{\pi}{2}$ a axei înfăşurării rotorice a *SR*, ca şi la funcţionarea în regim de transformator, t.e.m. rotorică obţine forma convenabilă

$$u_{eEr} = U_{eEm} \cos(\omega t - \varphi')\sin[(\vartheta_e \pm \vartheta_c) - \vartheta_r] \qquad (10.23)$$

Pentru momentele cînd $\vartheta = (\vartheta_e \pm \vartheta_c) - \vartheta_r \neq 0$, amplificatorul de putere şi servomotorul lucrează şi postul receptor execută o deplasare unghiulară în sensul anulării lui ϑ. În acest fel se transmite postului receptor o deplasare unghiulară egală cu suma algebrică a două unghiuri ϑ_e, ϑ_c iar în regim dinamic ca mai sus, o viteză cît suma algebrică a două viteze unghiulare.

10.2.2. ERORILE SELSINELOR

Din punct de vedere practic, condiţia $\vartheta = 0$ în diversele regimuri de funcţionare nu poate fi realizată şi arborele postului de recepţie urmăreşte cu o anumită eroare $\Delta\vartheta$ deplasările arborelui pilot. Cînd selsinele nu rotesc, erorile se numesc statice; la rotirea selsinelor, intervin erori dinamice, de regulă mai mari.

Cauzele de erori sînt de natură:

— *electromagnetică* (scurtcircuite între spire, asimetria înfăşurărilor de sincronizare, repartiţia nesinusoidală a inducţiei magnetice în întrefier, etc.);

— *mecanică* (întrefier neuniform, echilibrare statică și dinamică defectuoasă, frecări în lagăre și în contactul perie-inel, etc.).

La acestea se adaugă *erorile de exploatare* determinate de variația amplitudinii sau frecvenței tensiunii de alimentare, variațiile de temperatură ale mașinii și mediului ambiant, etc.

Erorile ce intervin nu sînt constante, ele depind de poziția relativă a rotorului față de stator și de sensurile rotirii. Clasa de precizie a selsinelor este dictată de *„eroarea medie maximă"*. Pentru determinarea ei se ridică pentru diverse poziții, curba $\Delta\vartheta = f(\vartheta_e)$ în cele două sensuri de rotație. Media aritmetică a erorilor maxime din cele două sensuri de rotație, determină eroarea medie maximă $\Delta\vartheta_m$.

După valoarea $\Delta\vartheta_m$, selsinele se împart în trei clase conform tabelului

Clasa de precizie	1	2	3
Emițător	$\pm 0^\circ 15'$	$\pm 0^\circ 30'$	$\pm 1^\circ$
Receptor	$\pm 0^\circ 45'$	$\pm 1^\circ 30'$	$\pm 2^\circ 30'$
Transformator	$\pm 0^\circ 15'$	$\pm 0^\circ 30'$	$\pm 0^\circ 45'$

În regim dinamic, la erorile enumerate se adaugă și altele (provocate de pierderile mecanice și de ventilație etc.).

BIBLIOGRAFIE

A. CURSURI, TRATATE, LUCRĂRI REFERITOARE LA MAŞINI ELECTRICE

1. Adkins, B. *Obscisia teoria electriceskih maşin.* Gosenergoizdat, Moscova—Leningrad, 1960.
2. Bălă, C. *Maşini electrice*, vol. I, II. Reprog. Instit. Politehnic Bucureşti, 1972.
3. Bödefeld, Th., Sequenz, H. *Electrische Maschinen*, Wien 6 Auflage, Springer Verlag, 1962.
4. Cirstea, D., Ambrozie, C., Udangiu, G., Truţă, C. *Încercarea transformatoarelor* II, Editura Tehnică, Bucureşti 1967.
5. Concordia, Ch. *„Sinhronie maşinî. Perehodnie i ustanoviuşesia profesi.* Gosenergoizdat, Moscova—Leningrad 1959.
6. Dordea, T. *Maşini electrice.* Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti 1970.
7. Fitzgerald, A. E., Kingsley, C. *Electric machinery*, Mc Graw-Hill. New-York 1952.
8. Fransua, Al. *Maşini şi acţionări electrice.* Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti 1967.
9. Gheorghiu, I. S., Fransua, Al. *Tratat de maşini electrice.* Vol. I—IV. Editura Academiei R.S.R. 1968—1972.
10. Gille, I. C., Decaulne, P., Pelegrin, M. *Teoria şi calculul sistemelor de reglare automată.* Editura Tehnică, Bucureşti 1962.
11. Jerve, G. K. *Încercările maşinilor electrice rotative*, Editura Tehnică, Bucureşti 1972.
12. Kostenko, M. K., Piotrovski, L. *Machines électriques*, vol. I, II. Editions Mir, Moscou, 1969.
13. Laible, Th. *Die Theorie der Synchronmaschine im nichtstationaren Betrieb*, Springer Verlag, Berlin 1952.
14. Lăzăroiu, F. D., Slaiher, S. *Maşini electrice de mică putere*, Editura Tehnică Bucureşti, 1973.
15. Măgureanu, R. *Curs de maşini electrice speciale*, vol. I. Reprogr. Institutul Politehnic Bucureşti, 1973.
16. Moraru, A. *Amplidina*, Editura Academiei R.P.R. Bucureşti 1962.
17. Müller, G. *Elektrische Maschinen, Theorie*, VEB Verlag Technik Berlin.
18. Nedelcu, V. N. *Regimurile de funcţionare ale maşinilor de curent alternativ*, Editura Tehnică Bucureşti, 1968.
19. Nicolaide, A. *Maşini electrice. Teorie, proiectare*, vol. I, II, Editura Scrisul Românesc, Craiova 1975.
20. Novac, I. *Maşini electrice*, Reprogr. Instit. Politehnic Timişoara, 1969.
21. Nürnberg, W. *Die Prüfung elektrischer Maschinen*, Springer Verlag, Berlin Göttingen, Heidelberg 1959.

22. Pelegrin, M., Gille, I. C., Decaulne, P. *Elementele sistemelor de reglare automată*, Editura Tehnică, Bucureşti, 1963.

23. Răduleţ, R. *Bazele electrotehnicii. Probleme* vol. I, II, Editura Didactică şi Pedagogică Bucureşti, 1963—1965.

24. Richter, R. *Maşini electrice*, vol. I -V, Editura Tehnică Bucureşti, 1958 -1961.

25. Sand, M. *Maşini electrice speciale*, vol. I, Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1963.

26. Say, M. G. *Amplificatoare rotative*, Editura Tehnică, Bucureşti, 1958.

27. Schuisky, W. *Induktionsmaschinen*, Wien, Springer Verlag, 1957.

28. Timotin, A., Hortopan, V., Ifrim, A., Preda, M. *Lecţii de Bazele electrotehnicii*, Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1970.

29. Voldek, A. I. *Elektriceskie maşini*, Izd. Energhia, Moskva—Leningrad, 1966.

30. Zenişek, L. *Maşini electrice speciale*, Editura Tehnică, Bucureşti, 1959.

B. ARTICOLE REFERITOARE LA MAŞINILE ELECTRICE

31. Apetrei, C. „Consideraţii asupra sistemelor de excitaţie ale maşinilor sincrone de mare putere". În: „Studii şi cercetări de Energetică şi Electrotehnică" Tom 17, nr. 3, p. 667- 680.

32. Bălă, C. „Sisteme de referinţă utilizate în teoria sistemelor electrice trifazate". În: „Studii şi cercetări de Energetică", vol. XII, nr. 4, p. 633—643.

33. Bunea, V. „Probleme fundamentale ale maşinilor electrice sincrone speciale". În: „Electrotehnica", nr. 9 (1972), p. 324- 337.

34. Cîmpeanu, A. „Contribuţii la studiul unui regim de recuperare al maşinii sincrone". În : „Studii şi cercetări de Energetică şi Electrotehnică", Tom. 23 nr. 4, p. 971—986.

35. Cîmpeanu, A. „Stabilitatea statică a maşinii sincrone în regim de recuperare". În: „Electrotehnica", nr. 11 (1971) p. 401—404.

36. Cîmpeanu, A. „Metodă de punere sub sarcină pentru încercarea la încălzire a transformatoarelor cu trei înfăşurări de puteri mari şi neegale". Descrierea invenţiei nr. 42705.

37. Ciampolini, F. „Contributo allo Studio dell avviamento delle macchine sincrone". În: „L'Elettrotecnica", vol. XLVIII nr. 11, 1961.

38. Dordea, T. „Beitrag zur Zweiachsentheorie der elektrischen Maschinen, „A.f.E". Bd. 50 (1966) p. 362—371.

39. Dordea, T. „Asupra ecuaţiilor maşinilor electrice de curent alternativ". În: „Studii şi cercetări de Energetică şi Electrotehnică", Tom. XVI nr. 1, p. 17—32.

40. Dordea, T. „Asupra cuplului electromagnetic al maşinilor electrice". În: „Studii şi cercetări de Energetică şi Electrotehnică", Tom. XVIII, nr. 1, p. 131—146.

41. Fransua, Al. „Contribuţii experimentale la studiul servomotorului asincron cu rotorul în formă de pahar". În: „Studii şi cercetări de Energetică şi Electrotehnică", Tom. XV, nr. 3, p. 603—613.

42. Hiroshi, Kaminosono, Kiyotaka, Uyeda. „New Measurement of Synchronous Machine Quantities". În: „IEEE Trans. on Power Appar. and Systems, vol. PAS-87, nr. 11 (1968) p. 1908—1918.

43. O'Kelly, D. „Eddy-current and hysteresis effects in rotating machines". În: „Proc. IEE", vol. 116, nr. 3 (1969) p. 391—395.

44. L u c a s, F. „Fonctionnement de lalternateur en régime de debit redressé. În : „R.G.E". 80, nr. 12, 1971 p. 898—908.

45. M o r a r u, A. „Reacţiile datorite excentricităţii rotorului în maşinile electrice amplificatoare". În: „Studii şi cercetări de Energetică şi Electrotehnică", Tom. 15, nr. 3 (1965) p. 643—663.

46. N i c o l a i d e, A. „Untersuchung der Charakteristiken der Synchronmaschinen mit massiven Schenkelpolen bei asynchronen Anlauf". În: „A.f.E." Bd. 54 (1971), p. 108—121.

47. O p r e n d e c k, B. „Consideraţii asupra caracteristicii mecanice a maşinilor de inducţie". În : „Electrotehnica" nr. 8 (1965), p. 274—285.

48. S a v i u c, V. D. A l e x a, D. I., „Der Einflus der unsymmetrichen Konstruction der Statorwicklungen auf die charakteristichen Grösen des Anlassen eines Kondensatormotors". În : A.f.E." Bd. 55 (1973), p. 274—284.

Redactor : VASILE PREDESCU
Tehnoredactor : MARILENA BUTEICĂ

Tiraj : 6 190 ; Legate : 6 100+90.
Bun de tipar : 21.XI.1977.
Coli tipar : 27,25.
CRAIOVA, 1977.

Întreprinderea poligrafică „Oltenia",
str. Mihai Viteazul nr. 4.
Comanda nr. 285.

ERATĂ

Pagina	Rîndul	În loc de:	Se va citi:
187	Rel. (4.89)	J_p	pJ
195	3 de sus	ω	ω_1
197	Rel. (5.6)	$L_s \underline{i}_s$; $L_r \underline{i}_r$	$L_s\sigma \underline{i}_s$; $L_r\sigma \underline{i}_r$
198	10 de sus	$\underline{U}_s$	$\underline{u}_s$
205	1 de jos	$\underline{M}=\frac{3}{2} p\underline{R}_e\ldots$	$M=\frac{3}{2}$ pRe...
265	Rel. (5.134)	T'	T_r
268	18 de jos	$\underline{U}\underline{A}_1'$	$\underline{A}\underline{U}_1'$
269	9 de sus	$\overline{\underline{\psi}}_s$, $\overline{\underline{\psi}}_r$	$\underline{\psi}_s$, $\underline{\psi}_r$
334	6 de jos	I_D	$\underline{I}_D$
335	Rel. (6.105)	I_d^*	$\underline{I}_d^*$
335	8 de jos	(6.93), (6.94)	(6.100), (6.101)